TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III°
Anno XXV - Agosto 1953
NUMERO
8
LIRE 250

APPARECCHI DA LABORATORIO

APPARECCHI DI SERVIZIO

PERMEAMETRO
A LETTURA DIRETTA
MOD. 505/L BREV

GENERATORE
PER TELEVISIONE
MODELLO 302/S

- IL PERMEAMETRO A LETTURA DIRETTA MOD. 505/L consente la misura immediata della permeabilità e del coefficiente di perdita dei nuclei magnetici toroidali senza l'ausilio di alcun avvolgimento.
- Con esso possono essere controllati più di 100 nuclei l'ora con una sensibilità di misura del 0,1 %.
- Con l'uso di questo nuovo apparecchio di misura, i costruttori di bobine toroidali risparmieranno il gran tempo finora richiesto per la taratura di ogni bobina avvolta.
- Le misure possono essere fatte in valore assoluto o per confronto e con vari valori di induzione.

- IL GENERATORE PER T.V. MOD. 302/S è l'apparecchio che consente l'allineamento e la messa a punto dei gruppi ad alta frequenza, della media frequenza video, della media frequenza suono e dell'amplificatore video dei televisori.
- Esso consiste in 5 oscillazioni singole modulate in frequenza, corrispondenti ai 5 canali T.V., più 2 gamme, ottenute per battimento e seguite da filtro anch'esse modulate in frequenza, estese complessivamente da 5 a 110 MHz., più una gamma non modulata estesa da 220 a 270 MHz.
- L'escursione di frequenza della modulazione è finemente regolabile da 0 a 40 MHz.
- L'apparecchio ha incorporati i segnali indicatori di frequenza (marker) controllati a quarzo.
- L'uscita, regolabile con doppio attenuatore fino a 0,5 V. è disponibile su due bocchettoni separati: l'uno per carico di 70 ohm sbilanciato, l'altro per carico di 300 ohm bilanciato.

ALTRI APPARECCHI DA LABORATORIO

Oscillografo a larga banda.
Voltmetro a valvola di precisione per altissima frequenza.
Megaohmmetro.
Oscillatore ad R.C. ecc.

ALTRI APPARECCHI DI SERVIZIO

Analizzatore elettronico per T.V.
Generatore di barre.
Megaciclimetro (Dip Grip).
Oscillatore modulato, ecc.

I nuovi apparecchi italiani METRONIX si distinguono per la loro perfetta impostazione tecnica e stanno alla pari dei migliori esistenti sul mercato internazionale.

I nuovi apparecchi italiani METRONIX razionalmente concepiti con circuiti semplificati, danno massima garanzia di alta precisione e risultano fra i più convenienti esistenti sul mercato.

METRONIX - FABBRICA ITALIANA APPARECCHI ELETTRONICI DI MISURA E CONTROLLO
s. r. l.
MILANO - VIA GIORGIO N 5 (PORTA VENEZIA) TELEF. 221-617

giradischi
a tre
velocità
(33 1/3 - 45 - 78 giri)
SIEMENS
MILANO
APPLICABILE A FONOTAVOLINI
E RADIOFONOGRAFI
PER LA RIPRODUZIONE
DI DISCHI
NORMALI E MICROSOLCO
SIEMENS SOCIETÀ PER AZIONI
Via Fabio Filzi 29 - MILANO - Tel 69.92 (13 linee)
UFFICI
FIRENZE GENOVA PADOVA ROMA TORINO TRIESTE

VOLT-OHMMETRO ELETTRONICO R 122

- **Tensioni c.c.:**
  da 0 a 1500 Volt (+) e (–); (11 MΩ).
- **Tensioni c. a.:**
  da 0 a 1500 Volt eff. e da PICCO a PICCO.
- **Resistenze:**
  da 0 a 1000 Megaohm in 7 portate.
- **Campo di frequenza con sonda R.F.:**
  fino a 250 MHz.
- **Tensioni c. c. con puntale A.T.:**
  30.000 Volt (1000 Megaohm).

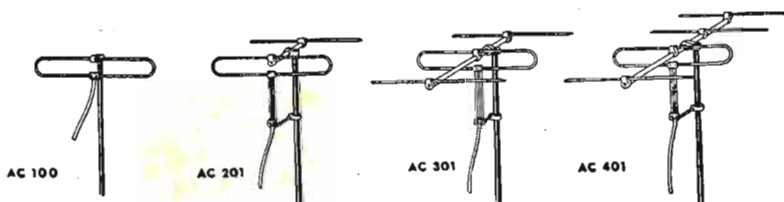
MEGACICLIMETRO EP 512

(GRID DIP METER)

- Campo di frequenza: da 2 a 250 MHz con 6 bobine intercambiabili
- Lettura diretta della frequenza con precisione ± 3%
- Alimentazione: 110 - 280 Volt c. a.

SERIE TV **SERIE TV**

ANTENNE
per
TELEVISIONE
e
FM

- La più lunga esperienza in fatto di antenne speciali per onde corte e ultracorte.
- Il maggior numero di antenne per TV e FM installate in tutta Italia.
- Le antenne di più semplice montaggio e di più alta efficienza.

Antenne di tutti i tipi e per tutti i canali TV e FM

CHIEDERE IL NUOVO CATALOGO GENERALE ANTENNE E ACCESSORI

Per la ricezione televisiva marginale:

Antenne ad altissimo guadagno e preamplificatori d'antenna (Boosters)

Tutti gli accessori per l'installazione di impianti di antenna singoli e collettivi. Chiedere il nuovo catalogo.

Liguria - Ditta I.E.T. - Salita S. Matteo, 19-21 Genova
Emilia - Ditta S.A.R.R.E. - Via Marescalchi, 7 Bologna (escluso prov. di Piacenza)
Piacenza - Casa della Radio - Via Garibaldi, 20/22 - Piacenza
Veneto - Ditta Ballarin - Via Mantegna, 2 Padova
Lazio - Radio Argentina - Via Torre Argentina, 4 - Roma

Lionello Napoli

VIALE UMBRIA, 80 - TELEFONO 573-049
MILANO

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

8

AGOSTO 1953

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

XXV ANNO DI PUBBLICAZIONE

Direzione, Redazione, Amministrazione e Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 70-29-08 - C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** e il supplemento **« televisione »** si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 250**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 2500 più 50** (2 % imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Nella sezione *l'antenna*

Nella sezione *televisione*

Alla Riunione annuale dell'I.E.C. della quale abbiamo dato relazione nel numero precedente, la Delegazione italiana ha partecipato attivamente ai lavori del Sottocomitato 12, sulle misure di collaudo dei ricevitori TV. Ecco qui l'ing. Banfi, Presidente della Commissione TV in seno al C.E.I., impegnato in una discussione con altri Delegati esteri.

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Un telecomando di facile e pratica esecuzione

a cura del dott. ing. F. SIMONINI (i1JH) e di A. BENCI

IL SISTEMA DI COMANDO DEL TIMONE (*)

L'unico comando realizzato è stato quello del timone nelle tre posizioni destra - centro - sinistra.

La fig. 1 indica il sistema seguito. Una asticella solidale con l'asse del timone si sposta a destra o sinistra passando per una posizione centrale in virtù del movimento di un piccolo perno fissato ad un disco: quest'ultimo viene posto in movimento in un senso unico da un motorino elettrico tramite una demoltiplica da manopola di sintonia rapporto 1 a 5 e di un rapporto ad ingranaggi.

Come abbiamo già accennato il funzionamento del trasmettitore è ad impulsi. Come vedremo in seguito infatti il relè del ricevitore chiude il proprio contatto per un tempo di al minimo 300 millisecondi.

Tale tempo è più che sufficiente per avviare non solo il motore ma per chiudere il contatto ausiliario che permette la rotazione del disco per un angolo di 90°.

Per compiere tale rotazione il disco impiega al massimo 1,5 secondi dato che il motore come già detto si muove di moto fortemente demoltiplicato.

Come è indicato in figura il disco si comporta come una camme provvedendo una volta che il moto sia avviato, alla continuazione della rotazione ed all'arresto.

Per l'avviamento è sufficiente che il relè del ricevitore si chiuda per 150÷200 ms. I tempi sono stati controllati con un'impulsografo. L'oscillazione di 50 ms è dovuta alle dimensioni della comme all'arresto del motorino ed al grado di esaurimento della piletta da 4,5 V.

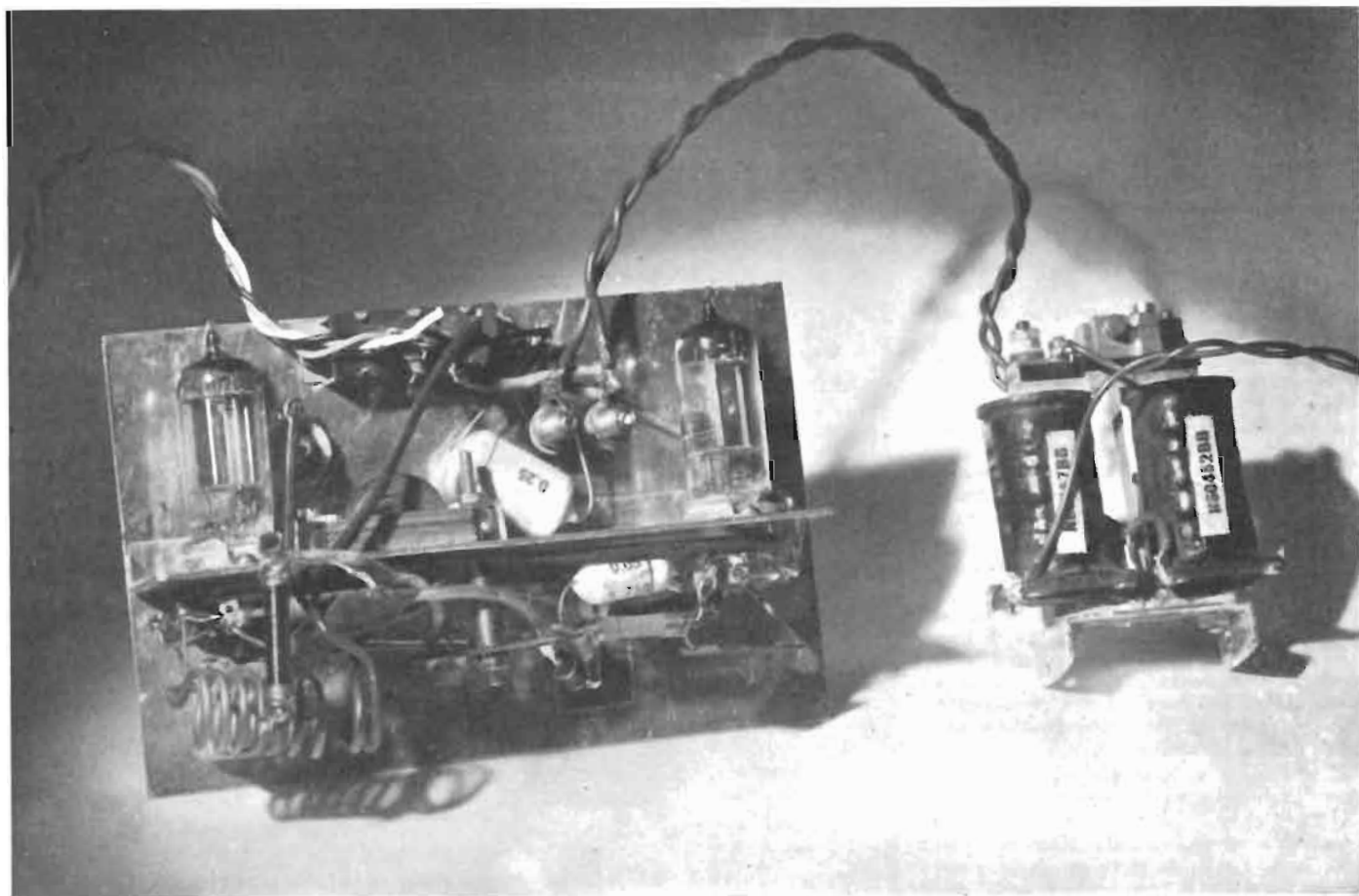
(*) Vedi « *l'antenna* », giugno 1953, XXV, n. 6, pagg. 145-148.

Vista del montaggio dei circuiti del telecomando su un pannellino di alluminio (15×9 cm). Sia detto pannello che il relè e le batterie di alimentazione sono stati montati all'interno dello scafo di una barca a vela di 1 m circa di lunghezza. Notare la semplicità del montaggio e la compattezza conseguiti.

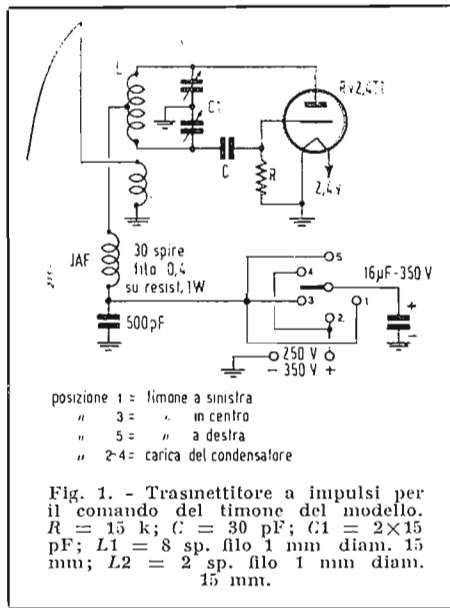
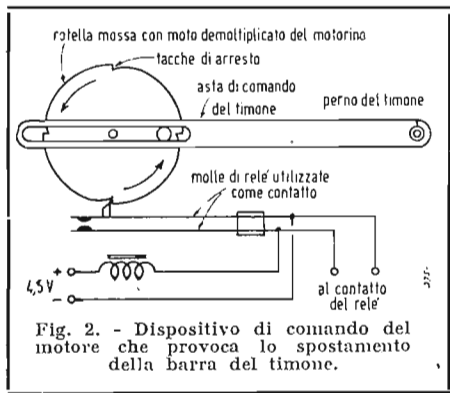
Fig. 1. - Trasmettitore a impulsi per il comando del timone del modello. R = 15 k; C = 30 pF; $C1$ = 2×15 pF; $L1$ = 8 sp. filo 1 mm diam. 15 mm; $L2$ = 2 sp. filo 1 mm diam. 15 mm.

A questo proposito diremo subito che il ridottissimo tempo di funzionamento del motore stesso (impulsi di 1,0 o 1,5 sec. ogni due o tre minuti) permette una grande durata della piletta stessa dato che un simile sistema di erogazione oltre a richiedere poca energia ben si adatta al tipo

Fig. 2. - Dispositivo di comando del motore che provoca lo spostamento della barra del timone.

di pila impiegato (Leclanchè a secco). Ciò che costituisce uno dei pregi del sistema stesso.

Aggiungeremo che il motorino ha una tensione di funzionamento nominale di 3,5 volt. Con che si ha un ulteriore margine di sicurezza per il funzionamento.

Con questa disposizione per passare da una posizione di timone a destra a quella di timone a sinistra è necessario inviare due impulsi: uno per portare il timone alla posizione centrale dalla posizione di destra ed uno per passare dalla posizione centro a sinistra.

IL TRASMETTITORE

La fig. 2 indica le modalità con cui è stato realizzato il trasmettitore. Si tratta, come si vede, di un piccolo triodo di tipo tedesco che per la discreta potenza consumata dal filamento (0,24 W) si presta a funzionare abbastanza efficientemente con tensioni superiori al valore massimo per brevi periodi di tempo.

Il circuito è il convenzionale tipo Colpitts funzionante su di una frequenza di 150 MHz circa.

L'antenna è una piccola Marconi costituita da uno stilo di 90-95 cm di lunghezza. Si è tarato il trasmettitore sulla sintonia di un tale aereo e successivamente si è sintonizzato il ricevitore su di tale frequenza.

Non si è ritenuto necessario usare un aereo più efficiente date le ridotte distanze (500÷600 m) a cui sono state effettuate le prove. Un dipolo costituito con piattina da 300 ohm (folded dipole) darebbe in ogni caso migliori risultati.

Come si può constatare si tratta di un circuito semplicissimo che viene comandato manualmente da un commutatore a 5 posizioni, 1 via.

L'alimentazione di filamento è realizzata tramite una batteria a 2,4 V e l'anodica è stata prelevata da un alimentatore di un survoltore per autoradio.

La manovra del timone viene realizzata commutando sulla posizione centro-destra o sinistra (*C*, *D*, *S*) il condensatore da 16 μF, 350 V, dopo di averlo caricato alla tensione di alimentazione. A questo scopo è sufficiente collegare il condensatore ai capi dell'anodica per un periodo di tempo che, se la resistenza interna del survoltore è sufficientemente bassa può risultare inferiore ai 500 ms.

Per modificare l'orientamento del timone dal centro a destra ad esempio è sufficiete commutare dolcemente dalla posizione *C* su cui si trovava il commutatore alla posizione *D* passando per la intermedia con una leggera pausa.

In tal modo il condensatore, dopo di essersi caricato ad una tensione minima di 200÷250 V, si scarica sul trasmettitore generando un impulso di 400÷800 millisecondi di radiofrequenza.

L'intervallo suddetto dipende dall'operatore, ma i margini di sicurezza sono più che rispettati dato che per l'avviamento come visto occorrerebbe un impulso di 250 millisecondi al massimo.

Con questo dispositivo la posizione del commutatore indica la posizione su cui viene ad arrestarsi il timone all'ultimo impulso ed evita che si faccia confusione nella sequenza dei comandi che per quanto detto è bene siano distanti 4 o 5 secondi l'uno dall'altro.

Come si vede il funzionamento è semplicissimo e richiede solo un poco di abilità da parte dell'operatore.

Per contro il margine di sicurezza raggiunto è stato notevole. E' sufficiente infatti come già visto, per un buon funzionamento del telecomando, che venga fatto scomparire del tutto il fruscio di superrigenerazione. Niente di meglio a questo scopo che il funzionamento ad impulso del trasmettitore. Raddoppiando infatti la tensione oltre il normale la potenza non diviene doppia ma quadrupla in quanto con la tensione aumenta pure la corrente anodica.

D'altra parte con una disposizione come quella impiegata nel ricevitore un minimo di ronzio da parte della tensione anodica darebbe senz'altro luogo ad un mancato funzionamento del relè. Per contro la tensione di scarica di un condensatore non può certo contenere tali residui alternati.

Per finire la disposizione seguita specie nel caso che per semplicità si faccia uso di alimentazione anodica a batteria dà luogo ad un minimo di consumo poichè l'erogazione è strettamente limitata al tempo necessario.

IL MONTAGGIO

Le figure del testo illustrano ampiamente la realizzazione. Il modello come si può notare è costituito da una bara a vela latina di circa 1 metro di lunghezza con scafo intieramente in legno. Nella parte centrale dopo l'albero è stata sistemata la batteria e successivamente su di una piastrina di alluminio il ricevitore vero e proprio. Il relè e le altre due batterie (3 V e 4,5 V) vengono invece disposti lungo il fondo. Ogni materiale è stato naturalmente posto simmetricamente rispetto all'asse longitudinale dell'imbarcazione. Nella parte posteriore è stato invece sistemato il motorino (visibile in fig. 3) che rappresenta il cuore della realizzazione meccanica. Si notino le ridottissime dimensioni.

L'antenna è composta da un tratto di filo di circa 1,3 m che dal ricevitore scorre lungo la coperta per poi venir fissato con un piccolo isolatore alla punta dell'albero in legno. Il funzionamento quindi è aperiodico.

Sul pannellino di alluminio sono disposti un piccolo interruttore generale, due boccole e un foro dal quale con cacciavite

(*il testo segue a pag.* 216)

Fig. 3. - Montaggio del motore cui è affidato il movimento al timone. La rotella con gli incavi è stata smontata per permettere la visione della demoltiplica ad ingranaggio e a ruotismi (la seconda fissata direttamente alla piastra di supporto).

Il liutaio elettronico

di RAOUL BIANCHERI

Nel n. 11, XXIV, 1952, pag. 288 e seg. de « *l'antenna* » sono stati passati in rassegna i vari metodi di generazione del suono impiegati negli strumenti musicali elettronici. Nella presente descrizione vengono analizzate le frequenze dei segnali che compongono la scala cromatica.

Nel campo musicale le varie altezze dei suoni sono suddivise in ottave e queste a loro volta in semitoni. Due ottave consecutive stanno in un rapporto di frequenza uguale a 2; ogni semitono divide questo rapporto di frequenza in dodici parti, si ha quindi che il rapporto di frequenza fra due suoni la cui altezza varia di un semitono è: $\sqrt[12]{2} = 1.05946$ (circa 1,06); da questo si deduce che una variazione della frequenza fondamentale del 6 % altera il suono di una entità che la musica definisce « semitono ».

La tabella riportata raggruppa i rapporti di frequenza esistenti fra i semitoni di una ottava. La normalizzazione delle frequenze non è allo stato attuale cosa determinata rigorosamente, si hanno ancora disparità di vedute, sono queste delle disparità che oggigiorno sono contenute in scarti di poche unità percentuali, mentre nei secoli scorsi esistevano divergenze più marcate. La tabella qui riportata si adegua alla convenzione elaborata da una commissione di musicisti francesi e fisici nominati sempre dal Governo francese nel 1859. L'eventuale trasposizione fra questa normalizzazione ed altre collaterali è facile se si pensa che stabilita la differenza percentuale, non si dovrà fare altro che applicare tale alterazione ad ogni termine.

Fig. 1. - Gamma delle frequenze fondamentali dei più noti strumenti musicali e della voce umana.

Rapporti di frequenza entro l'ottava

(DO = 256/256 = 1)

DO diesis	= 1,05946	
RE	= $(1,05946)^2$	= 1,1892
RE diesis	= $(1,05946)^3$	= 1,225
MI	= $(1,05946)^4$	= 1,2599
FA	= $(1,05946)^5$	= 1,3348
FA diesis	= $(1,05946)^6$	= 1,4142
SOL	= $(1,05946)^7$	= 1,4983
SOL diesis	= $(1,05946)^8$	= 1,5874
LA	= $(1,05946)^9$	= 1,6818
LA diesis	= $(1,05946)^{10}$	= 1,7818
SI	= $(1,05946)^{11}$	= 1,8877
DO (ottava super.)	= $(1,05946)^{12}$	= 2

A completare questa correlazione fra note musicali e grandezze fisiche, è qui riprodotta nella fig. 1 la gamma delle frequenze fondamentali dei più noti strumenti musicali riferiti alla tastiera di un comune pianoforte; per ogni nota è riportata la frequenza fondamentale, mentre per le corrispondenti note musicali si è usata la seguente terminologia: A = LA: B = SI; C = DO e così via; nella parte superiore del disegno si ha la corrispondente nota musicale.

La massima tolleranza ammessa per il rapporto fra le varie frequenze è del 0,1%; è questo un dato importante per il progettista ed il costruttore di strumenti musicali elettronici ed elettrici dove la possibilità di controllo risulta assai agevolata dagli strumenti di misura a disposizione. *

★ *Egitto*: Un nuovo centro di radiodiffusione di quattro stazioni ad onda corta di 100 kW ciascuno è in avanzata costruzione. Questi trasmettitori possono eseguire emissioni guidate per l'Asia, l'America e l'Europa.

Frequenze delle varie note dal DO (ottava dopo la controttava) al DO (ottava 5ª) - DO (1ª ottava) = 512 hertz

NOTA	DO dopo la controttava	DO controttava	DO ottava grande	DO ottava piccola	DO ottava centrale	DO 1ª ottava	DO 2ª ottava	DO 3ª ottava	DO 4ª ottava
DO	16	32	64	128	256	512	1024	2048	4096
DO diesis	17	34	68	136	271	542	1085	2170	4340
RE	18	36	72	144	287	575	1149	2299	4598
RE diesis	19	38	76	152	304	609	1218	2436	4871
MI	20	40	81	161	323	645	1290	2580	5161
FA	21	43	85	171	342	683	1367	2734	5468
FA diesis	23	45	91	181	362	724	1448	2896	5793
SOL	24	48	96	192	384	767	1534	3089	6137
SOL diesis	25	51	102	203	406	813	1625	3251	6502
LA	27	54	108	215	431	861	1722	3444	6889
LA diesis	29	57	114	228	456	912	1825	3649	7298
SI	30	60	121	242	483	967	1933	3866	7732

Propagazione delle onde ultracorte nella bassa troposfera

di GINO NICOLAO

E' noto che le onde elettromagnetiche trasmettono l'energia nella zona compresa tra il limite dell'orizzonte ottico e la zona assolutamente fuori di questa portata, in diversi modi; primo, le onde più lunghe vengono diffratte secondo la curvatura della terra; secondo, una parte intermedia di lunghezza d'onda più breve, viene riflessa dai vari strati jonizzati della jonosfera; terzo infine, la riflessione e rifrazione nella bassa troposfera rendono possibili portate su onde molto corte al di sopra del limite imposto dalla linea dell'orizzonte ottico. E' il caso della propagazione estiva nella maggioranza dei casi, che permette portate rilevanti sulle frequenze molto ed ultra elevate, in particolari condizioni. Molti esperimenti sono stati condotti per esaminare la possibilità di prevedere ed utilizzare le portate superiori a quelle massime calcolate in base alle tabelle esistenti di portata ottica, nella regione di frequenze tra 100 e 5000 MHz.

Il problema si presenta sempre più interessante dato il diffondersi crescente delle stazioni che impiegano frequenze molto elevate, siano esse di radiodiffusione oppure commerciali (ad esempio ponti radio e relè hertziani) e televisive. Questo non soltanto per estendere la possibile utilizzazione dei segnali provenienti da una determinata stazione, ad una maggior area di utilizzazione, ma anche ai fini di evitare disturbi reciproci generati da stazioni lavoranti su frequenze uguali o molto prossime, in occasione di favorevoli condizioni di propagazione.

Il problema da esaminare è quindi il seguente: quale è l'area nella quale i segnali provenienti da una determinata emittente possono essere captati, e quali variazioni subisce il segnale nelle aree marginali e periferiche di ricezione? Se l'atmosfera fosse omogenea e a temperatura costante, il problema sarebbe risolvibile studiando soltanto gli effetti determinati dalla diffrazione.

Invece in tutte le zone della terra, la massa atmosferica in prossimità della superficie, non è affatto omogenea, ma viene continuamente modificata dalle condizioni della porzione di terreno che viene a sovrastare in un determinato periodo, e le attività dei fronti d'aria producono rilevanti e rapidi cambiamenti nelle condizioni generali della troposfera.

Variazioni relativamente grandi di temperatura ed umidità, producono gradienti mutevoli dell'indice di rifrazione, che influenzano notevolmente la propagazione delle frequenze più elevate. L'effetto delle condizioni della bassa atmosfera sulla propagazione delle onde ultracorte e microonde, non venne apprezzato completamente te prima che queste frequenze divenissero di uso generale con l'introduzione dei radar e delle stazioni relè e ripetitrici sulle VHF e UHF. Alcune osservazioni effetprima che queste frequenze divenissero di intensità di campo misurate a frequenze molto elevate oltre l'orizzonte ottico erano spesso notevolmente diverse da giorno a giorno, e perfino durante la stessa giornata avevano spesso apprezzabili variazioni d'ora in ora. Già allora si attribuì esattamente il fenomeno alla variazione dell'indice di rifrazione dell'atmosfera, a seconda delle diverse condizioni ambientali.

Ma fu soltanto con l'impiego su larga scala dei radar, il cui funzionamento nelle più diverse condizioni e nei più disparati climi fu soggetto a lunghi studi, che ci si preoccupò di stabilire le influenze delle variazioni metereologiche sulla propagazione delle radioonde nella banda di frequenze impiegate per questi apparecchi.

Su alcune frequenze ancora più elevate, hanno effetto di disturbo anche le perturbazioni atmosferiche più comuni, quali nebbia e pioggia, ma di queste non terremo conto in questo articolo, dato che hanno effetti del tutto diversi da quelli che portano a variazioni notevoli della propagazione.

GRADIENTE DELL'INDICE DI RIFRAZIONE

Allo stato attuale della tecnica, i metodi per misurare il gradiente di rifrazione atmosferico non sono soddisfacenti, per quanto concerne la misura riferita ai bassi strati della troposfera. L'indice di rifrazione è funzione della pressione, temperatura ed umidità; in pratica questi parametri possono essere determinati e l'indice di rifrazione ottenuto con la formula empirica:

$$(n - 1) \cdot 10^6 = \frac{78{,}5}{T}\left[P + \frac{4800\, e}{T}\right]$$

in cui n è l'indice di rifrazione, P è la pressione barometrica in millibars, e è la tensione di vapore, anch'essa in millibar, ed infine T la temperatura assoluta. In una atmosfera omogenea e equiformemente distribuita, l'indice di rifrazione diminuisce pressochè linearmente con il crescere dell'altezza da terra; in questo caso il problema della rifrazione si può risolvere con un problema di diffrazione delle radioonde attorno ad una sfera di raggio approssimativamente uguale a 4/3 quello della terra, circondata da un'atmosfera omogenea d'indice di rifrazione B. Negli altri casi il valore dell'indice di rifrazione varia da regione a regione, ed a seconda delle stagioni, seguendo le variazioni saltuarie prodotte dai venti e dalle correnti d'aria alla superficie e nelle zone della bassa troposfera.

Fig. 1. - Coefficiente di riflessione in decibel, sotto il livello della radiazione incidente, per alcuni angoli di incidenza come funzione del rapporto fra spessore dello strato e lunghezza donda.

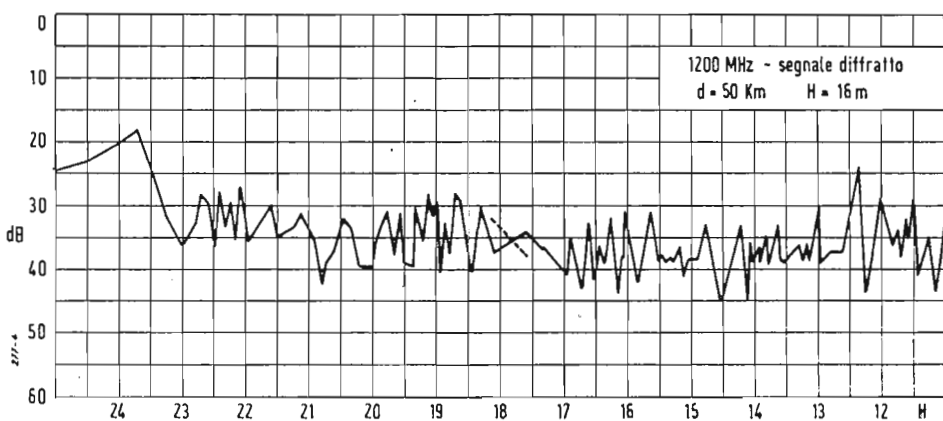



Fig. 2

Le curve riportate, danno un'idea della variazione d'intensità dei segnali nella regione dell'orizzonte ottico, e oltre questo orizzonte per variazione delle condizioni atmosferiche.

RIFLESSIONE DA STRATI ELEVATI DELLA TROPOSFERA

Non tenendo conto della curvatura della terra, e considerando gli strati atmosferici piani orizzontalmente, potremo considerare che il grado di riflessione per un tipo

Fig. 3. - Segnale ricevuto per riflessione troposferica dovuta a « inversione di temperatura ».

Fig. 4. - Segnale riflesso, fading e variazioni medie d'intensità di campo in funzione della distanza.

semplice di strato riflettente transitorio sia

$$R = \frac{\sin h^2 \pi (\alpha - \beta)}{\sin h^2 \pi (\alpha + \beta)}$$

in cui:

$\alpha = p\, B_1 \cos \theta_1$ θ_1 è l'angolo d'incidenza nello strato;

$\beta = p\, B_3 \cos \theta_3$ θ_3 è l'angolo rifratto dallo strato.

La fig. 1, riporta in valori tabellari il coefficiente di riflessione in decibel, sotto il livello della radiazione incidente, per alcuni angoli di incidenza, come funzione del rapporto fra spessore dello strato e lunghezza d'onda. Ad angoli di incidenza maggiori od uguali all'angolo critico, la riflessione è completa. Per una altezza dello strato variabile, le onde più lunghe vengono riflesse con maggior facilità di quelle più corte, quando si supera un'altezza critica. Questo caso spesso si verifica con gli strati riflettenti troposferici sporadici, che si producono in occasione di fenomeni di inversione di temperatura, nei mesi estivi. Tutti i fenomeni di propagazione dati da riflessione e diffrazione comportano un'instabilità del segnale ricevuto che può essere data da una variazione d'altezza dello strato oppure da un cambiamento, anche rapido, del suo spessore, oltre che dal suo spostamento nella linea dell'orizzonte. Nel caso della diffrazione invece è evidente che il fading deve essere imputato a rapide variazioni dell'indice di rifrazione (fig. 2).

Gli strati riflettenti, localizzati alla bassa e media troposfera, non consentono una continua utilizzazione del segnale irradiato da una stazione oltre la linea dell'orizzonte, dato il loro succedersi in modo impreciso e la loro diversa localizzazione; essi permettono però al loro verificarsi, l'allungamento della propagazione delle frequenze elevate ed ultraelevate molto oltre il limite di portata normale, con effetto di disturbo nel caso di stazioni in funzione sulla stessa frequenza in località anche molto distanti.

In casi più normali, la propagazione « troposferica » delle onde ultracorte consente collegamenti di stazioni sperimentali ed amatori a distanze notevoli su frequenze elevatissime. Su 50 MHz ad esempio, portate dell'ordine dei 1500 km possono essere considerate ottenibili con una certa frequenza nei mesi estivi. Su 145 MHz, collegamenti tra Francia e Tunisia furono possibili la scorsa estate, ed altre comunicazioni avvennero alla stessa distanza, su una frequenza di 432 MHz. Ai fenomeni sopra accennati sono da imputarsi anche le saltuarie ricezioni a grandissima distanza delle emittenti televisive, come le ricezioni effettuate a Roma di TV-Londra, possibili con normali apparecchi previsti per lo standard inglese, dato che normalmente i segnali riflessi dagli strati troposferici hanno una notevole intensità.

Per riferimento riporteremo due grafici, rappresentanti l'intensità di campo di un segnale su 58 MHz, proveniente dalla Svezia, misurato durante l'apertura di propagazione su VHF, il 27 giugno 1947. La stazione è SM 7 ME (fig. 3).

L'altro grafico illustra la variazione di segnale riflesso da uno strato troposferico, su $F = 432$ MHz, ad una distanza di 132 km, antenne a diverse altezze dal suolo (fig. 4).

UTILIZZAZIONE DELL'ONDA DIFFRATTA NELLE COMUNICAZIONI VHF

La possibilità di sfruttare i fenomeni di diffrazione per la ricezione di emissioni su frequenze molto elevate oltre l'orizzonte ottico, è stata esaminata e assoggettata a numerosi esperimenti, in special modo negli Stati Uniti.

Sfruttando questa esperienza e basandosi su numerose prove effettuate sulle frequenze di 145 e 430 MHz, si sono tentati esperimenti di propagazione a grande distanza delle onde di 88 e 200 MHz provenienti da RAI TV Torino e Milano.

Le installazioni per la ricezione comprendevano oltre ad un ricevitore normale TV, ed un preamplificatore d'antenna, una antenna a 22 elementi, a due piani, di 11 elementi ciascuno, costruita in due esemplari per le frequenze di 88 e 200 MHz. Le prime prove vennero condotte in prossimità di Este, con la ricezione di TV Milano, con notevole intensità. Poi seguirono alcuni mesi di ricezioni, di Torino in special modo, da Castelfranco Veneto.

Le apparecchiature furono installate dai sigg. Fracarro (i1ADB) nel pianoterra di un edificio, situato in zona abbastanza libera da costruzioni e ostacoli naturali, ma a livello poco superiore a quello del mare.

Sopra l'edificio, su un traliccio di notevole altezza, erano installate le antenne, ruotabili per raccogliere eventualmente fasci riflessi da ostacoli naturali. Le ricezioni dei segnali video Torino, vennero iniziate nell'ottobre dello scorso anno, con intensità molto variabili ma sufficienti ad una visione possibile, in determinate occasioni. Il suono di TV Torino, era invece, con appositi boosters, sempre ricevibile, in modo ottimo, quando erano presenti anche i segnali video, mentre in modo molto distorto durante il fading e le sere di cattiva propagazione. La ricezione del suono avveniva con ricevitore separato.

Le ricezioni di Milano invece furono sempre saltuarie e non utilizzabili, anche se il segnale era avvertibile, ma non rivelabile ed utilizzabile, in ogni occasione. In genere si fecero le seguenti osservazioni: La propagazione era buona in special modo nel tardo pomeriggio, con tempo non molto secco. Durante le nottate invernali, spesso il segnale era intenso, ma soggetto a fortissimo fading; la ricezione era discreta in special modo durante le sere di luna piena, ed in assenza di nebbia. La pioggia non influiva notevolmente sull'intensità del segnale diffratto, mentre forte potere deviatorio (attenuazione) era dato dalla coltre di nebbia in Val Padana.

Altre misure di variazione d'intensità di campo d'onda diffratta vennero effettuate

(*il testo segue a pag.* 208)

sulle onde della radio

★ *A proposito del Piano di Stoccolma*: La stampa dell'Europa occidentale, nonostante l'ottimismo ufficiale verso il Piano di Stoccolma di ripartizione delle frequenze per la televisione e per la radiodiffusione OUC, dà dei segnali d'allarme a proposito della gamma OUC.

La « Schweizer Radio Zeitung », trattando del Piano di Stoccolma, scrive: « Tuttavia ancora qui si sentono delle voci allarmanti sul novello caos dell'etere ». A questo riguardo è interessante notare una comunicazione del giornale « Fernsch-Informationen » relativa all'impiego regolare delle frequenze TV per il gruppo NWDR (NordWest Deutsche Rundfunk) della Germania occidentale. Il giornale scrive che si è di già più volte derogato dalle disposizioni del Piano di Stoccolma. Anzi, per esempio, dai dati forniti dal « Fernsch-Informationen » le stazioni televisive di Amburgo e di Langeberg (182,25 e 187,75 MHz) operano su frequenze illegali.

Egualmente interessante è la comunicazione del giornale « Der Radio Horer » che dice: le autorità occupanti la Germania occidentale hanno messo in servizio due stazioni OUC: a Berlino (settore occidentale), ed a Drachenfels im Harz. Le due stazioni trasmettono il programma BFN; quella di Berlino trasmette inoltre i programmi della BBC, in lingua tedesca. Queste due stazioni sono di 10 kW. « Kirche und Rundfunk » scrive che la loro potenza dovrà essere aumentata fino ad 80 kW. Questo giornale comunica inoltre che l'istallazione di queste stazioni britanniche in Germania occidentale sono state realizsate in collaborazione con il Ministero delle Poste federale (delle autorità di Bonn).

Il giornale « Der Radio Hörer », trattando del piano di costruzione della rete OUC delle autorità americane continua: « una sorpresa non meno sgradevole per gli amici delle onde ultra corte, era la comunicazione che il raggruppamento A.F.N. (emittenti americane in Germania) ha manifestato un grande interesse per l'edificazione di un raggruppamento di trasmettitori OUC », malgrado che le autorità militari USA, come dice il giornale, « utilizzano numerose frequenze nella gamma delle onde medie e di grande potenza ».

Questo lascia chiaramente comprendere perchè la Germania occidentale, di già durante la Conferenza di Stoccolma, ha ancora aumentato le sue pretese, di già importantissime, relative alle frequenze, e che sono state, nel loro insieme incluse nel Piano di Stoccolma. Queste esigenze elevatissime erano necessarie al governo di Bonn, come si può vedere nella stampa, per servire le autorità occupanti, soprattutto americane.

Si sa che i paesi che hanno firmato « il piano di sviluppo del caos nell'etere » dice « De Stockholm », hanno fatto numerose riserve e dichiarazioni che praticamente significano che il piano non sarà mai applicato.

Il « Journal des Télécommunications », nel comunicare che la Gran Bretagna ha ratificato il Piano di Stoccolma, indica che tutte le riserve fatte dalla Gran Bretagna e contenute nel protocollo finale dell'accordo di Stoccolma, restano in vigore.

(A.Pis)

★ *Trasmissioni in lingua italiana emesse dalle Radio estere*: Le trasmissioni in lingua italiana provenienti dalle radio straniere sono in aumento. Il quadro riassuntivo di tutti i programmi valido al 10 luglio 1953 è:

Ora	Nazione	Lunghezza d'onda
06,30	Albania	38,22 45,73
07,00	U.R.S.S.	25,06 31,75 25,47
07,00	Vaticano	50,27 31,41 196 384
07,15	Svizzera	538,7
07,30	Cekoslovacchia	31,57
07,30	Inghilterra	293 25,30 42,05 31,50
07,45	Inghilterra	293 25,30 42,05 31,50 (lunedì - giovedì)
08,00	*	31,57
09,00	Svizzera	25,28 19,60 16,87 (giovedì)
09,00	Vaticano	50,27 31,41 196 384
09,10	P.to di Monaco	205 40,71 49,71 (mercoledì)
11,00	Svizzera	48,66 31,46 16,87 (eventuale lunedì a sabato)
11,45	Svizzera	48,66 31,46 16,87 (domenica)
12,30	U.R.S.S.	25,06 25,47
12,30	Svizzera	538,7
12,45	*	25,34
13,00	Svizzera	48,66 31,46 (event. domenica)
13,15	*	31,00 42,11
13,30	Inghilterra	25,15 19,60
13,45	Inghilterra	25,15 19,60 (martedì - venerdì)
13,30	Svizzera	48,66 31,46 (event. sabato)
14,30	Svizzera	25,28 19,60 16,87 (giovedì)
14,30	Vaticano	31,51 50,27 196 384
15,15	Svizzera	48,66 41,61 31,46 31,04 25,28 (mercoledì)
15,00	Polonia	31,30 42,11
15,30	Polonia	31,30 42,11 (domenica)
16,00	Svizzera	48,66 31,46 (event. lunedi a sabato)
16,25	U.R.S.S.	25,06 25,41 30,61 + RAI (venerdì)
16,30	Vaticano	31,51 50,27 196 384 (venerdì)
16,45	Bulgaria	39,11 49,42
17,15	Svizzera	19,60 (giovedì)
17,00	Budapest	30,51 25,00
17,15	Uruguay	25,35 (Radio El Espectator) (giovedì - domenica) ***
17,30	Romania	48,31 25,94 32,43
17,30	*	41,64 50,01
17,30	Vaticano	31,51 50,27 196 384 (giovedì)
18,00	Svizzera	48,66 31,46 19,60 (lunedì a sabato)
18,05	P.to di Monaco	205 40,71 49,71 (mercoledì)
18,05	Spagna	32,04
18,30	U.S.A.	13,88 16,90 19,63 25,51 25,64 30,93 31,57 41,37 48,50
18,30	U.R.S.S.	25,06 31,02 30,61
18,30	Svizzera	25,28 19,84 (giovedì)
19,00	Polonia	42,11 50,21 50,38
19,00	Bulgaria	39,11 49,42
19,15	Albania	45,73 38,22
19,15	Svizzera	538,7
19,30	Cekoslovacchia	233,3
19,30	*	30,88
19,30	U.R.S.S.	30,61 40,43 300 31,95 42,13
19,30	Inghilterra	293 42,05 31,50 25,30
19,50	Egitto	25,39
20,00	*	252,7 25,34 32,43 48,86
20,00	Argentina	25,25 (S.I.R.A.)
20,00	U.R.S.S.	40,43 256 41,41
20,30	Turchia	31,70
20,30	U.R.S.S.	40,43 256,6 41,41
20,30	*	233,3 252,7 41,99 35,25 31,50
20,30	Svizzera	31,04 49,55 (mercoledì)
21,00	Vaticano	196 384
21,00	Polonia	50,34 41,81 41,36
21,15	Vaticano	196 384 50,27 41,21 31,41
21,30	Jugoslavia	236,6
21,30	U.R.S.S.	31,02 42,28 40,43 240 243,5 320,9
21,30	Albania	38,22 45,73
21,30	U.S.A.	19,57 25,36 31,09 251 31,26 41,47
21,30	Canadà	25,60 19,58
21,45	Romania	48,31 25,94 32,43
22,00	*	233,3 278
22,00	Inghilterra	293 42,05 30,82
22,15	Svizzera	538,7
22,30	U.R.S.S.	31.02 40,43 31,95 240 243,5
22,30	*	41,81 50,04 41,74
22,30	Svizzera	31,04 49,55 (mercoledì)
23,00	Polonia	41,36 41.81 50.34
23,00	U.R.S.S.	31,65 40.43 49,42 1068 40,65 (lun. giov. sab.)
23,15	Albania	264,7 327,1 340,5
23,30	*	233.3 278
00,45	Svizzera	41,61 31.46 31,04 25,61 25.28 (mercoledì)
01'03	Spagna	41,10 (**) Radio Alerta

Note:
I programmi svizzeri del mercoledì-giovedì riguardano la ritrasmissione della « Serata Ticinese ». Gli altri sono del servizio o.c. europeo. Le trasmissioni su 538,7 m sono irradiate da M. Ceneri (Notiziari).

* trasmissioni provenienti da stazioni cekoslovacche-polacche.

** trattasi di trasmissione con annunci in spagnolo, tedesco, francese, italiano (la frequenza di 41,10 m è variabile).

*** trattasi di trasmissione della Radio El Espectator - Difusoras del Uruguay.

★ *Danimarca*: Se avete informazioni circa nuove stazioni, nuove frequenze o esatte schede programmi e vi interessate di questioni radio, se siete radio amatore insomma, siete pregato di inviare le vostre osservazioni e rapporti a O. Lund Johansen, Editore del « World Radio Handbook » Hellerup (Danimarca). Le vostre osservazioni saranno pubblicate sul « World Radio Handbook for Listeners - Bollettino » pubblicazione settimanale.

Potrete inviarle al rappresentante in Italia: Antonino Pisciotta, Opera (Milano). Le vostre osservazioni potranno essere preziose ad altri OM. Buon Ascolto - best' 73.

★ *Arabia Saudita*: Djedda è al momento presente in aria come sotto indicato:

I diretta per Aden e Yemen;
II diretta verso Golfo Persico;
III diretta verso Golfo di Masira;
IV diretta verso Siria ed Irak.

Arabo:
05,15-06,00 su 76 m I, su 75 m II, su 40 m III, su 49 m IV;
12,15-12,45 } su 76 m I, su 50 m II, su 31
16,55-17,45 } m III, su 25 m IV;
18,25-19,15 su 76 m I, su 75 m II, su 40 m III, su 49 m IV;

Urdu:
14,00-14,30 su 25 m.

★ *Nazioni Unite*: La trasmissione per l'Europa ed il Medio Oriente può essere sentita dalle 17 alle 18,45 su 15210 kHz e dalle 21,45 alle 24 su 9615 kHz in inglese e francese.

★ *Germania*: L'ultimo bollettino programmi o.c. delle stazioni tedesche:

Berlino R.I.A.S. 6005 kHz dalle 05 alle 07,45, dalle 10,00 alle 05,00.

Süddeutscher Rundfunk, Stoccarda 6300 kHz, dalle 04,55 alle 09,25, dalle 10,15 alle 14, dalle 15 alle 24. (Sabato 04,55-09,25 - 10,15-24). Alla domenica i programmi vanno ininterrottamente dalle 6 alle 24.

Bayerischer Rundfunk, Monaco di Baviera 6160 kHz, dalle 05,30 alle 09,15, dalle 10 alle 01,00. (Sabato 05,30-24, domenica 06-24).

Hessischer Rundfunk, Francoforte 6190 kHz, dalle 0,5 alle 10,10, dalle 11,05 alle 14,15, dalle 15 alle 24 (sabato 05-10,10, 11,05-24). Alla domenica programmi dalle 06-24.

Nord West Deutsche Rundfunk, Amburgo 6270 kHz (20 kW), dalle 04,55 alle 04,45, sabato 04,55-05,45.

SüdWestfunk, Baden Baden, dalle 06-09,45, 12,15-17,40, 18,20-24. Sabato 06-08, 08,30-09,45, 12,15-17,40, 18,25-03. Domenica 07-24. Su 6320 kHz.

★ *Germania*: N.W.D.R. di Amburgo opera su una frequenza di 151 kHz. Il programma consiste di relais con le emissioni ad onda media.

(il testo segue a pag. 216)

SUPPLEMENTO MENSILE DE L'ANTENNA

a cura del Dott. Ing. Alessandro Banfi

PROSPETTIVE

Abbiamo accennato nello scorso numero ai problemi che si vengono a porre ai costruttori e commercianti TV con la ripresa intensificata nel prossimo autunno delle trasmissioni sperimentali della RAI e con l'inizio al 1° gennaio 1954 del servizio regolare della televisione circolare italiana.

Durante il periodo di trasmissioni sperimentali testè chiusosi si è potuta constatare quanto reale fosse la previsione già da noi espressa parecchi mesi or sono circa l'insufficiente preparazione tecnica dell'organizzazione commerciale in Italia.

E tale impreparazione è ancor più aggravata dalla presunzione purtroppo oggi molto diffusa che bastino quattro nozioni abborracciate di tecnica TV, per trasformare un buon radioriparatore in un «specializzato» TV.

Ma se da un lato ci si deve preoccupare di questa pericolosa faciloneria, d'altro canto si deve riconoscere che questo primo periodo di trasmissioni sperimentali ha dato modo di constatare praticamente che l'80 % di un servizio di assistenza lo si può esplicare col «cervello», una buona diagnosi ragionata e con l'ausilio di una minima dotazione di strumenti di misura.

Si è infatti potuto constatare che la massima parte dei disservizi che può presentare un televisore può essere rimediato da un buon tecnico profondo conoscitore pratico dei fenomeni TV, munito di un buon voltmetro a valvola e dotato di sufficiente intuito professionale.

Non vogliamo con ciò asserire che una dotazione di strumenti di misura per TV fra i quali ad es. uno « sweep generator » ed un oscilloscopio siano superflui: ma ripetiamo un'enorme casistica dei più comuni guasti od inconvenienti che si possono presentare in un televisore può essere risolta con mezzi minimi guidati dal raziocinio.

E se questa constatazione può essere ritenuta consolante per l'immediato impegno finanziario di chi deve affrontare l'allestimento di un servizio di assistenza tecnica TV, non attenua però minimamente le nostre premesse circa l'insufficienza di buoni tecnici.

Lo slogan attuale dell'assistenza TV deve essere: « Prima i tecnici, poi gli strumenti ».

Qualsiasi strumento anche dei più perfezionati, rende poco o nulla in mani ineserte. È sovente l'intuito e la deduzione ragionata su sicure basi tecniche teorico-pratiche suppliscono all'assenza di un costoso strumento non immediatamente reperibile.

Se ne conclude che occorrono tecnici, tecnici e ancora tecnici, che conoscano intimamente e profondamente tutta la tecnica TV a partire dalle sue basi teoriche.

Ed a questo proposito non ci si devono fare delle illusioni, nel senso che per divenire un tecnico TV basti leggere o studiare rapidamente un qualsiasi volumetto del genere. Occorre della costanza e della convinzione nel proposito di intraprendere uno studio sistematico, appoggiato ad un serio Corso completo ed esauriente, meglio se integrato da una pratica sul « vivo » in un laboratorio di assistenza TV già attrezzato.

L'industria ed il commercio TV potranno assorbire entro il prossimo anno centinaia di buoni tecnici specializzati, condizione questa indispensabile per un felice sviluppo della TV italiana.

Vogliamo anche aggiungere che il bisogno di buoni tecnici è ancor più accentuato dalla scarsa coltura in argomento oggi diffusa nel pubblico dei tele-amatori italiani.

Il pubblico anglosassone è già più evoluto sotto questo profilo, ciò che facilita enormemente la vendita e l'uso del televisore. Uno dei primi compiti del tecnico TV italiano è pertanto quello di iniziare il cliente ai fenomeni fondamentali della ricezione televisiva onde poter manovrare con un minimo di raziocinio il tale o tal'altro comando del televisore.

Solo con questa sottile opera di iniziazione ai misteri della TV del nostro pubblico sarà possibile diffondere in profondità la TV ed ottenere da essa i massimi vantaggi sociali e culturali.

Alla Mostra Nazionale della Radio e TV del prossimo settembre a Milano, l'industria italiana dimostrerà le sue brillanti possibilità nel settore televisivo ed il pubblico si accorgerà che la TV è ormai una cosa attuale, pratica e positiva come la radio senza più tentennamenti od esperimenti.

A. Banfi

La deviazione magnetica

(PARTE SETTIMA)

Dott. Ing. ANTONIO NICOLICH

PRATICHE CONSIDERAZIONI SULLO STADIO FINALE ORIZZONTALE COMPORTANTE I DIODI INCREMENTATORE ED E.A.T.

Dopo aver esaminato separatamente i componenti della base tempi di linea, risulta agevole esaminare il complesso risultante. In fig. 34 sono rappresentati rispettivamente in a), b), c) i tre schemi più comunemente usati per connettere il diodo di efficienza e le bobine di deviazione al trasformatore di uscita orizzontale.

Le bobine di deviazione sono generalmente a bassa impedenza, perchè con esse si ottiene un alto rendimento ed una buona linearità. Si rende quindi necessario l'uso di un traslatore di accoppiamento al tubo base tempi T_1. L'inclusione diretta delle bobine di deviazione nel circuito anodico di T_1 (qualora fossero ad alta impedenza) presenterebbe lo svantaggio che l'immagine risulterebbe spostata rispetto al centro dello schermo del T.R.C. a motivo della componente continua, di difficile compensazione, della corrente che verrebbe a circolare in esso. Se per ovviare all'inconveniente della componente continua anzidetta si adottasse l'alimentazione in parallelo dello stadio T_1, si richiederebbe un'impedenza che dovrebbe presentare tutti i requisiti di un trasformatore, senza offrire il vantaggio dell'accoppiamento.

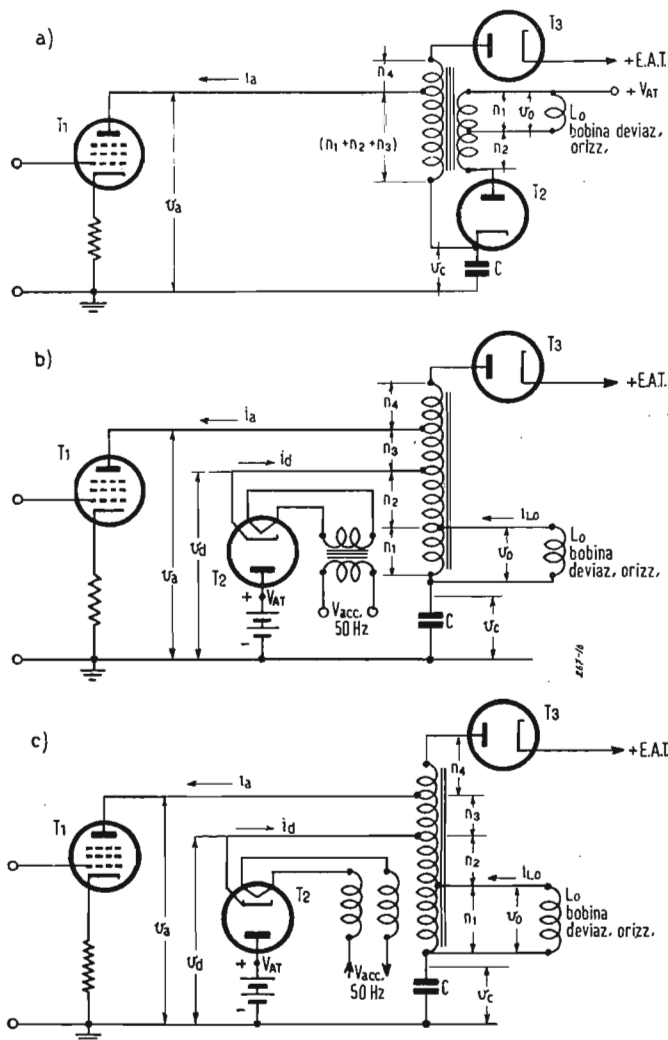



Fig. 34. - Base tempi di riga completa. a) con accoppiamento a trasformatore; b) con accoppiamento ad autotrasformatore e col diodo incrementatore acceso con trasformatore separato; c) con accoppiamento ad autotrasformatore e col diodo incrementatore acceso con una linea bifilare avvolta sul nucleo del T.U.

In fig. 34a), che richiama la fig. 32, si fa uso di un vero e proprio trasformatore di accoppiamento con secondario per il diodo incrementatore T_2, la cui accensione non presenta difficoltà. L'inconveniente del trasformatore è dato dalla forte induttanza dispersa ed alta capacità parassita, che, come si è visto, risultano particolarmente dannose. In fig. 34b) si fa uso di autotrasformatore, che offre il vantaggio di un minor numero di spire, con conseguenti minori induttanze e capacità parassite e minor resistenza degli avvolgimenti. Il diodo incrementatore risulta ora derivato su una parte dell'induttanza anodica di T_1, quindi è soggetto agli altissimi picchi di tensione durante il ritorno del dente. Oggi si trovano in commercio diodi atti a resistere a sif-

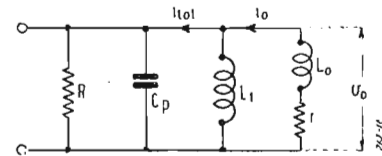



Fig. 35. - Circuito equivalente dello stadio finale orizzontale.

fatte tensioni applicate fra catodo e filamento (ad es. il diodo Philips PY81), tuttavia in fig. 34b) si è riportato lo schema usualmente adottato per accendere il diodo T_2 mediante uno speciale trasformatore ad alto isolamento costruito appositamente per resistere ai picchi di tensione che possono presentarsi in esercizio. La fig. 34c) è in tutto analoga alla fig. 34b) colla sola variante dell'uso di una linea bifilare per l'accensione di T_2, avvolta sul nucleo del trasformatore di uscita e percorsa dalla corrente alternata della rete di alimentazione. La linea bifilare ha un numero di spire uguale a $(n_1 + n_2)$ ossia alle spire della presa catodica del diodo, di guisa che durante il ritorno la tensione di punta al catodo di T_2 è uguale alla tensione di punta agli estremi del filamento; la d.d.p. fra catodo e filamento si riduce in conseguenza alla sola tensione continua v_c esistente ai capi del condensatore C. Durante il tratto di andata T_2 è conduttivo, quindi il suo catodo è all'incirca alla tensione del suo anodo coincidente con $+V_{AT}$. La tensione indotta nella linea bifilare è uguale alla tensione indotta nelle spire $(n_1 + n_2)$ e vale $v_c - V_{AT}$. Poichè il filamento risulta negativo, la tensione fra queste e il catodo durante la scansione risulta pari a v_c.

La ragione di disporre l'avvolgimento del filamento bifilare è quella di evitare che una tensione a frequenza di rete venga indotta negli altri avvolgimenti del trasformatore. E' evidente che necessitano diodi a bassa corrente di accensione, altrimenti occorrerebbero avvolgimenti di filo grosso che non potrebbero trovare posto nel modesto volume del nucleo a ferro polverizzato (ferroxcube), se non a patto di raggiungere temperature proibitive per il materiale ferrite stesso.

Esaminiamo ora più da vicino il comportamento dei circuiti di fig. 34 seguendo C. I. Boers e A. C. W. Uitjens.

In fig. 35 è rappresentato il circuito equivalente dello stadio di uscita orizzontale, schema che serve di base per l'impostazione del calcolo del trasformatore di uscita.

Significato dei simboli:

R = resistenza comprendente le perdite magnetiche nel nucleo del trasformatore e nello schermo della bobina di deviazione, le perdite nel raddrizzatore per l'E.A.T. (riscaldamento del catodo, potenza di entrata) e le perdite dielettriche;

C_p = capacità della bobina di deviazione più la capacità riflessa dei tubi elettronici;

L_t = induttanza del trasformatore;

L_o = induttanza della bobina di deviazione;

r = resistenza degli avvolgimenti (bobina di deviazione più trasformatore);

v_c = tensione ai capi del circuito equivalente.

La bobina di deviazione insieme col trasformatore e i tubi costituisce infatti un circuito accordato provvisto di capacità, in-

duttanza e resistenza. Per semplicità si trascurano l'induttanza e la capacità distribuite.

L'induttanza totale L del circuito risulta dal parallelo L_t e di L_o, trascurando per ora la resistenza r, si ha:

$$L = \frac{L_t L_o}{L_t + L_o} = k_1 L_o, \text{ in cui } k_1 = \frac{1}{1 + L_o/L_t}$$

è il fattore di riduzione della L_o ad opera della L_t.

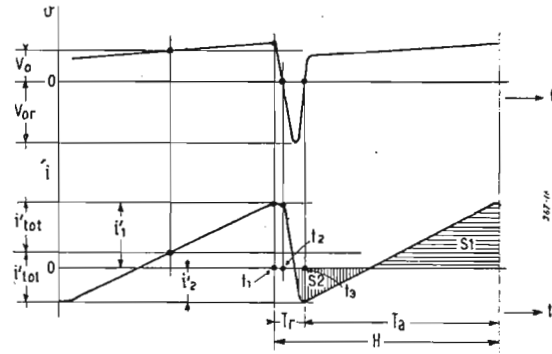



Fig. 36. - Forma d'onda della tensione e della corrente nel circuito di fig. 35.

La tensione v_{oa} ai capi del circuito durante l'andata risulta al- velocità di variazione della corrente stessa nelle bobine di deviazione.

La tensione v_{oa} ai capi del circuito durante l'andata risulta allora pure costante.

Riferendoci alla fig. 36, detto 2 i'_o il valore punta a punta della corrente di deviazione, la tensione v_{oa} nel tempo T_a di andata vale:

$$v_{oa} = \frac{2 L_0 i'_0}{T_a} = \frac{2 L i'_{tot}}{T_a} \qquad [63]$$

in cui $i'_{tot} > i'_0$ è la corrente totale assorbita da L_t e da L_o e rappresenta la corrente di punta dell'alternanza del dente di sega.

$$\frac{L}{L_0} = \frac{i'_0}{i'_{tot}}$$

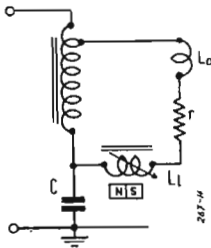



Fig. 37. - Linearizzazione della corrente a dente di sega per mezzo di una bobina L_1 a nucleo di ferroxcube.

Si noti che:

L'energia magnetica E_m nel circuito equivalente induttivo ha l'espressione:

$$E_m = \frac{1}{2} L i'^2_{tot} = E_{mo} + E_{mt} \qquad [64]$$

in cui E_{mo} è l'energia magnetica nella bobina di deviazione, determinata essenzialmente dall'angolo di deviazione massima del raggio catodico e dall'E.A.T., E_{mt} è l'energia magnetica del trasformatore.

Introducendo il *rapporto di ritorno* $p = \frac{T_r}{T_r + T_a}$, essendo anche

$$T_a + T_r = H = \frac{1}{f_o} \text{ si ha } p = \frac{H - T_a}{H} = 1 - T_a f_o, \text{ ossia}$$

$$T_a = \frac{1 - p}{f_0}, \text{ la [64] fornisce:}$$

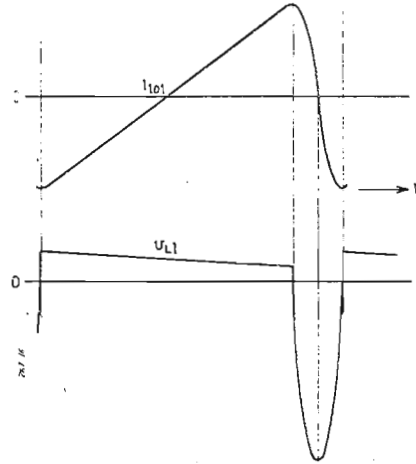



Fig. 38. - Forma d'onda di tensione e corrente relativa al circuito di fig. 37.

$$\frac{E_m}{T_a} = \frac{f_o E_m}{1 - p}$$

allora la [63] diventa:

$$v_{oa} = \frac{2 L i'_{tot} f_0}{1 - p}$$

e successivamente:

$$\frac{v_{0a} i'_{tot}}{4} = \frac{L i'_{tot} 2 f_0}{2 (1 - p)} = \frac{f_0 E_m}{1 - p} = \frac{P_m}{1 - p} \qquad [65]$$

in cui $f_0 = 1/H$ è la frequenza di linea.

Il prodotto $P_m = f_o E_m$ essendo l'energia nell'unità di tempo, rappresenta la potenza richiesta allo sctadio per la scansione. Come regola pratica si può ritenere che per ogni 1000 volt di E.A.T. occorrono 1÷1,5 VA di potenza.

Il ritorno del dente di sega ha un andamento praticamente sinoidale di periodo leggermente inferiore a 2 T_r. All'istante t_1 (vedi fig. 36) la corrente deviatrice inizia il ritorno. Poichè non possono verificarsi discontinuità di tensione ai capi del circuito accordato, l'onda sinoidale ha, all'istante t_1 di inizio, per tangente la retta costituente il tratto di andata precedente. Durante il ritorno la tensione al catodo del diodo incrementatore è positiva rispetto al suo anodo: all'istante t_3 quando la velocità di variazione della funzione sinoidale è uguale a quella che aveva in t_1, il diodo incrementatore diviene conduttivo e inizia un nuovo ciclo.

La corrente di ritorno i_r ha l'espressione:

$$i_r = i'_{tot} \cos \omega_r (t - t_2) \qquad [66]$$

perciò la velocità di variazione è:

$$\frac{d i_r}{dt} = - i'_{tot} \omega_r \, sen \, \omega_r (t - t_2) \qquad [67]$$

eguagliando la [67] 2 i'_{tot}/T_a, perchè la variazione di corrente fra t_1 e t_3 è uguale a quella durante la scansione di durata T_a, assimilando il seno all'arco, si trova:

$$T_r \cong \frac{\pi}{r} \left[1 + \frac{4}{\pi^2} \frac{T_r}{T_a} \right] = \frac{\omega_r}{\pi} \left[1 + \frac{4 (1 - p)}{\pi^2 p} \right] \qquad [68]$$

Non si confonda T_r tempo di ritorno col periodo τ_r proprio dell'oscillazione sinoidale di ritorno. La [68] mette anzi in chiaro che per gli usuali valori del rapporto di ritorno p compresi 0,09 e 0,18 il tempo di ritorno T_r è superiore di un semiciclo dell'oscillazione sinoidale del $(4 \div 8)\%$, ossia:

$$T_r = k_1 \frac{\tau_r}{2} \qquad [69]$$

dove $k_1 = (1{,}04 \div 1{,}08)$.

La tensione di ritorno ai capi del circuito deviatore è fornita dalla:

$$v_{or} = L \frac{d\,i_r}{dt} = -\,\omega_r\, L\, i_{tot}\, sen\, \omega_r t \qquad [70]$$

ossia la v_{or} ha senso opposto alla v_{oa}.

Il valore massimo di punta di tensione è dato dall'ampiezza dell'oscillazione sinoidale della [70], cioè:

$$V_{or} = \omega_r\, L\, i'_{tot} \qquad [71]$$

Facendo il rapporto k del picco di tensione di ritorno dato dalla [71] al valore della tensione di andata fornito dalla [63], introducendo nuovamente il rapporto di ritorno p, si trova:

$$k_r = \frac{V'_{or}}{v_{oa}} = \frac{\omega_r T_a}{2} = \frac{\pi}{2}\left[\frac{1-p}{p}\right] + \frac{2}{\pi} \qquad [72]$$

E' evidente che quanto è più breve il ritorno tanto più alto è il picco di tensione ottenibile. La (72) indica che per i valori di p compresi tra 0,09 e 0,18, k_r varia da 16 a 8 con andamento prossimo all'iperbolico.

Se il circuito fosse senza perdite tutta l'energia magnetica data dalla [64] sarebbe fornita alla bobina deviatrice e al trasformatore, e la deflessione non verrebbe mai meno. Nella stessa ipotesi l'energia immagazzinata nell'induttanza complessiva L all'inizio del ritorno è quella corrispondente alla corrente di punta positiva i'_1 del dente, ossia:

$$E_1 = \frac{L\, i_1'^2}{2} \qquad [73]$$

Durante il ritorno una parte di E_1 viene sfruttata per la generazione dell'E.A.T., un'altra parte si dissipa in perdite magnetiche ed elettriche rappresentate dalla resistenza derivata R in fig. 35). Pertanto alla fine del ritorno l'energia effettivamente immagazzinata in L è $E_2 < E_1$:

$$E_2 = \frac{L\, i_2'^2}{2} \qquad [74]$$

dovuta alla corrente di punta negativa i'_2 del dente.

La potenza P_1 richiesta per il tratto di andata, per la [73], vale:

$$P_1 = \frac{E_1}{H} = \frac{L\, i_1'^2}{2H} = \frac{L\, i_1'^2}{2} f_0 \qquad [75]$$

Analogamente la potenza P_2 disponibile dopo il ritorno è data dalla [74]:

$$P_2 = P_1 - P_r = \frac{E_2}{H} = \frac{L\, i_2'^2}{2H} = \frac{L\, i_2'^2 f_0}{2} \qquad [76]$$

in cui si sono indicate con P_r le perdite durante il ritorno.

Il rendimento del circuito vale:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - P_r}{P_1} = \frac{i_2'^2}{i_1'^2} = \frac{S_2}{S_1} = 0{,}5 \div 0{,}8 \qquad [77]$$

dove S_1 è l'area tratteggiata orizzontalmente in fig. 36 e S_2 l'area tratteggiata verticalmente nella stessa figura. Allora le perdite che si verificano durante il ritorno sono proporzionali alla differenza $S_1 - S_2$; il loro effetto è quello di produrre uno spostamento del dente di sega rispetto all'asse della corrente nulla nel senso di creare una componente continua proporzionale alla distanza fra l'asse delle alternanze del dente e l'asse del tempo. Non fa meraviglia l'asimmetria del dente di fig. 36 rispetto all'asse zero corrente, perchè essa si manifesta solo durante l'andata quando il trasformatore è effettivamente percorso da corrente continua; durante il ritorno alla corrente di ritorno i_r si somma la corrente i_R nella resistenza R rappresentativa delle perdite e la risultante è tale che le aree sopra e sotto l'asse zero corrente, comprese dal suo grafico in funzione del tempo sono simmetriche, tale è in conseguenza pure l'andamento della corrente di deviazione. Poichè R non è un elemento reale, ma fittizio, non è possibile misurare la corrente i_R che si suppone scorra in essa durante il ritorno.

Dalla [77] si deduce la relazione che lega il rendimento al valore punta a punta della corrente necessaria per la massima deviazione:

$$2\, i'_{tot} = i'_1 + i'_2 = i'_1\,(1 + \sqrt{\eta}) \qquad [78]$$

La corrente addizionale $(i'_1 - i'_{tot})$ è sufficiente a compensare le perdite di energia durante ciascun ritorno.

Detta P_m la potenza magnetica totale fornita al circuito deviatore, ricordando le [75] e [78] si trova:

$$P_1 = \frac{L\, i'^2_{tot}}{2} f_0 \left[\frac{2}{1+\sqrt{\eta}}\right]^2 = \frac{4\, E_m f_0}{(1+\sqrt{\eta})^2} = \frac{4\, P_m}{(1+\sqrt{\eta})^2} \qquad [79]$$

la [79] lega la potenza di entrata P_1 al rendimento del circuito. Analogamente si deduce la relazione fra l'energia durante l'andata ed il rendimento:

$$v_{oa}\, i'_1 = \frac{8\, P_m}{(1-p)\,(1+\sqrt{\eta})} \qquad [80]$$

Durante la scansione l'influenza della resistenza r propria della bobina di deviazione si manifesta con una perdita di energia. Una tensione a dente di sega di valore di punta:

$$\Delta\, v_0 = 2\, r\, i'_0$$

si somma alla f.e.m. indotta nella bobina a formare la totale tensione ai capi del circuito, il valor medio V_0'' della quale è legato a Δv_0 dalla relazione:

$$\frac{V_0''}{\Delta\, v_0} = \frac{f_0\, L}{(1-p)\, r} \qquad [81]$$

subito deducibile ricordando la [63] e l'espressione $T_a = \frac{1-p}{f_0}$.

La corrente nella bobina assume il suo valore massimo i_0 solo alla fine della scansione, mentre durante l'intera andata ha valori minori di i_0; ciò significa che la tensione ai capi della bobina è maggiore alla fine dell'andata che al principio, come indica la forma d'onda di v_0 in fig. 36. Il valor medio del prodotto della tensione per la corrente durante la seconda metà del dente è maggiore che durante la prima metà, in conseguenza la potenza assorbita della bobina nella seconda metà supera la potenza restituita dopo il ritorno. Le perdite P_a durante l'andata sono fornite dalla:

$$P_a = f_0 \int_0^{T_a} r\, i_0'^2\, dt = \frac{1}{3}\, i_0'^2\, r\,(1-p)$$

La presenza della resistenza r impone di fornire alla bobina una tensione non costante, perchè se tale fosse, per effetto della variazione della f.e.m., al termine della scansione si avrebbe una velocità di variazione della corrente non costante, ma diminuita rispetto all'inizio, secondo il fattore $\frac{\Delta v_0}{V_0''}$.

La linearità del dente di sega può essere ottenuta con tensione costante disponendo in serie con la bobina di deviazione un'impedenza ai cui capi si localizza una tensione a dente di sega opposta a quella della stessa forma ai capi della r. A tal uopo si può sfruttare come resistenza correttrice la resistenza interna del diodo incrementatore disposto in serie alla bobina deviatrice. Questo sistema comporta però notevoli perdite durante la scansione. E' preferibile l'uso di una piccola bobina correttrice di linearità L_1 con nucleo in ferroxcube premagnetizzato da un magnete permanente, in serie con la bobina deviatrice come mostra la fig. 37. L'induzione massima si ha col nucleo saturato al termine dell'andata, in queste condizioni l'induttanza di L_1 è molto piccola e la caduta di tensione ai suoi capi è minima, mentre all'inizio della scansione l'induttanza di L_1, e la tensione ai suoi capi, sono molto

maggiori. In altri termini la bobina L_1 ha un'induttanza che è variabile in funzione della corrente con legge prossima all'iperbolica. Il magnete permanente può essere regolato in modo che la diminuzione della tensione ai capi della L_1 coll'aumentare della corrente deflettrice, compensi la variazione di tensione generata dalle resistenze. La corrente deviatrice e la tensione ai capi di L_1 in funzione del tempo sono mostrate in fig. 38.

Si richiede di disporre una resistenza in parallelo alla L_1 per smorzare certe oscillazioni che facilmente si innescano alla frequenza naturale della bobina. Anche questo metodo comporta sensibili perdite di energia durante il ritorno. Esistono altri metodi di correzione della linearità quali l'uso di una resistenza variabile sul catodo del tubo pilota, l'introduzione di una componente parabolica della corrente anodica dell'oscillatore bloccato etc.

Nel progettare un circuito incrementatore si devono considerare i seguenti punti (si fa riferimento alle fig. 34 e 35):

a) il tubo pilota e il diodo devono poter sopportare il valor medio della corrente;

b) il tubo pilota deve fornire la corrente di punta richiesta senza che sia necessario aumentare la tensione di schermo oltre il valore della tensione disponibile dell'alimentatore, sempre rimanendo nei termini di dissipazione ammissibili per lo schermo;

c) i picchi di tensione al tubo pilota ed al diodo non devono essere esagerati.

Ci si può assicurare di quanto sopra col seguente procedimento:

1) Per ogni elemento del circuito si valutano separatamente e quindi si sommano le seguenti perdite di potenza:

P_m = perdite magnetiche (nel giogo di deviazione $P_{mo} = 1 \div 1{,}5$ VA/kV);

P_r = perdite durante il ritorno;

P_a = perdite durante l'andata provocate dalle resistenze in serie etc.;

P_{cd} = perdite nel carico del diodo comprensive delle perdite provocate nel circuito incrementatore.

2) Il valor medio della corrente anodica i_a è fornito dalla:

$$i_a'' = \frac{P_r + P_a + P_{cd}}{V_{AT}} \qquad [82]$$

3) Poichè nel diodo passa la corrente $i_d'' = i_a'' + i_{cd}''$, in cui i_{cd}'' è il valor medio della corrente nella capacità C (fig. 34), si calcola il parametro: $\psi = 1 + i_{cd}''/i_a''$.

4) Si calcolano:

$$\sqrt{\eta} = \frac{4 P_m - P_r}{4 P_m + P_r} \qquad [83] \qquad (\eta = \text{rendimento})$$

$$\alpha = \frac{P_r + P_{cd}}{P_r + P_a + P_{cd}} \qquad [84]$$

5) Si calcola il rapporto di trasformazione fra il numero di spire al diodo e il numero di spire all'anodo del tubo pilota:

$$k_2 = \frac{n_1 + n_2}{n_1 + n_2 + n_3} = \frac{\sigma + \eta}{(1 + \sigma)\,\psi} \qquad [85]$$

dove:

$$\sigma = \frac{i_s''}{i_a'' - i_s''} \qquad [86]$$

i_s'' è la corrente supplementare, ossia la quantità di cui la corrente anodica i_a supera il valore richiesto; per effetto della maggiorata i_a il diodo rimane conduttivo per tutto il tempo di andata.

Per una tensione pilota a dente di sega $\sigma = 0{,}1$; mentre per una tensione pilota ad impulsi, $\sigma = 1 + 2\sqrt{\eta}$.

6) Si calcola il rapporto fra il numero di spire all'anodo del tubo pilota e il numero di spire alla bobina deviatrice:

$$k_3 = \frac{n_1 + n_2 + n_3}{n_1} = \frac{\alpha\, V_{AT}}{(1 - k_2)\, V_{ca}} \qquad [87]$$

7) Si calcola il valore di punta della corrente anodica:

$$i'_a \geq \frac{8 P_m}{V_{AT}} \cdot \frac{1 - k_2}{\alpha\,(1 + \sqrt{\eta})\,(1 - p)} \qquad [88]$$

i'_a deve essere maggiore del 2° membro per assicurare che la corrente supplementare i_s non si annulli mai, affinchè il diodo sia conduttivo durante tutto il tempo di andata.

8) Si calcola la tensione di punta V_a all'anodo del tubo pilota:

$$V_a = \frac{(1 + k_r)\, V_{AT}\, \alpha}{1 - k_2} \qquad [89]$$

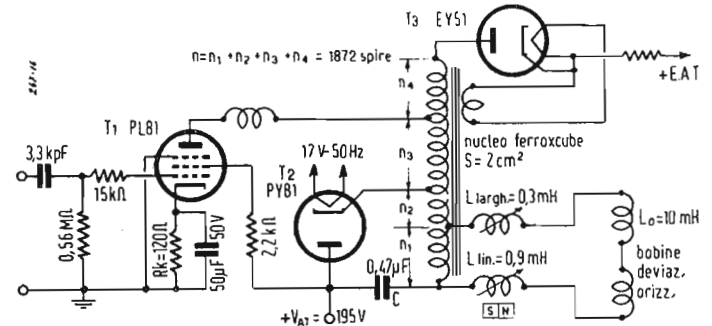



Fig. 39. - Schema tipico di uno stadio finale orizzontale completo (Philips).

9) Si calcola la tensione di punta V'_d ai capi del diodo:

$$V'_d = k_2 \cdot V'_a$$

Se si fanno k_2 e V_{AT} di basso valore si ottiene un alto valore della corrente di punta e viceversa. La condizione migliore è quella per cui si assumono i massimi valori ammissibili nel 1° membro della:

$$i_a' V'_a = \frac{8 P_m (1 + k_r)}{(1 + \sqrt{\eta})\,(1 - p)} \qquad [90]$$

Sostituendo al 2° membro dell'espressione di V'_d il valore dato in 8) per V'_a, si ha:

$$V'_d = \frac{(1 + k_r)\, V_{AT}\, \alpha}{1/k_2 - 1} \qquad [91]$$

quest'ultima pone una limitazione a V_{AT}, affinchè V'_d non raggiunga valori proibitivi. Per la tensione ai capi di C si trova l'espressione approssimata:

$$v_c \cong \frac{V_{AT}}{1/k_2 - 1} = \frac{V'_d}{1 + k_r}$$

ossia la tensione fra la capacità e la massa vale:

$$v_c + V_{AT} = \frac{V'_d}{1 + k_r} + V_{AT} \qquad [92]$$

quest'ultima rispecchia il caso in cui il condensatore C del diodo incrementatore viene ritornato al $+V_{AT}$ anzichè a massa (v. fig. 39).

Assumendo $V_{AT} = 180$ V, $\alpha = 0{,}75$; $k_2 = 0{,}75$; $\sqrt{\eta} = 0{,}75$, valori che si risconrano in pratica, l'ultima espressione mostra che per un rapporto di ritorno p superiore a 0,15 la tensione $v_c + V_{AT}$ fra catodo e filamento del diodo diventa 550 volt, ossia è più pericolosa del picco inverso di tensione fra catodo e anodo.

Con lo standard italiano in cui il tempo di soppressione orizzontale è il 18 % del periodo H di linea, il rapporto di ritorno è certamente assai minore di 0,15, perciò la cosa non preoccupa.

Per il calcolo del numero di spire dell'autotrasformatore di uscita valgono i seguenti criteri (validi pure per un trasformatore di uscita): poichè, come si è visto sopra, l'induttanza risultante del circuito anodico vale $k_1 L_0$, la corrente che il tubo pilota deve fornire viene aumentata nel rapporto $1/k_1 = 1 + L_o/L_t$; è evidente che conviene far grande k_1 per contenere in limiti ristretti l'incremento di corrente del tubo di uscita. Si osserva che oltre un certo punto è inutile aumentare L_t, infatti quando L_o/L_t diviene trascurabile rispetto all'unità un ulteriore incremento di L_t non giova all'aumento di k_1. Si osserva ancora che k_1 è pure funzione del fattore di accoppiamento, il quale se è minore di 1

porta ad una diminuzione di k_1 per quanto grande sia L_t a motivo dell'energia del campo magnetico assorbita dalle induttanze disperse, in proporzione costantemente crescente. Con un fattore di accoppiamento di 0,99 l'optimum è di porre $L_o/L_t = 0{,}18$.

L'induttanza L_t del trasformatore con n_1 spire, che provvedono l'accoppiamento colla bobina di deviazione, avvolte sopra un nucleo di ferroxcube, o simile materiale magnetico, può essere valutata colla seguente relazione:

$$L_t \cong 8\, n^2_1 \,.\, 10^{-4} \text{ mH} \qquad [93]$$

mente prevedibile; infatti essa può risultare maggiore del valore calcolato a motivo di risonanze degli avvolgimenti mentre può risultare minore, perchè l'avvolgimento essendo esterno e assai distanziato dal nucleo si concatena solo parzialmente al flusso inducente.

In fig. 40 è rappresentato uno stadio finale orizzontale recentemente realizzato dalla Philips e che si scosta dagli schemi tipici sopra riportati. I tubi impiegati sono ancora il pentodo PL81 finale di potenza, EY51 diodo raddrizzatore per l'E.A.T., PY81 diodo incrementatore per la sopraelevazione della tensione ano-

Fig. 40. - Stadio finale orizzontale, con controllo di linearità e larghezza riuniti in un'unica unità.

Essendo l'induttanza massima nel nucleo:

$$B_{max} = \frac{V_{oa}\; T_a}{2\; n_1\; S} \,.\, 10^8 \text{ gauss} \qquad [94]$$

in cui S è la sezione retta del nucleo, risulta opportuno far grande n_1 per diminuire le perdite di magnetizzazione proporzionali a B_{max}.

D'altro canto n_1 trova delle limitazioni nel piccolo volume disponibile del trasformatore, nella capacità propria degli avvolgimenti che diviene particolarmente dannosa per l'avvolgimento di n_4 spire per l'E.A.T., al quale si dà la forma di anello piatto di grande diametro appunto per ottenere la minima capacità dispersa possibile. In pratica si possono realizzare valori di $L_t = (3 \div 10)\, L_o$.

Il calcolo del numero di spire delle singole sezioni dell'avvolgimento trasformatorico si esegue in funzione dei rapporti:

$$k_2 = \frac{n_1 + n_2}{n_1 + n_2 + n_3} \quad \text{e} \quad k_3 = \frac{n_1 + n_2 + n_3}{n_1}$$

forniti rispettivamente dalle formule [85] e [87].

Allora il numero di spire al diodo si valuta così:

$$n_1 + n_2 = n_1\, k_2\, k_3$$
$$n_2 = n_1\, (k_2\, k_3 - 1) \qquad [95]$$

Analogamente il numero di spire all'anodo del tubo pilota vale:

$$n_1 + n_2 + n_3 = n_1\, k_3$$
$$n_3 = n_1\, k_3 - (n_1 + n_2) = n_1\, k_3 - n_1\, k_2\, k_3 = n_1\, k_3\, (1 - k_2) \qquad [96]$$

Analogamente il numero di spire n_4 per sopraelevazione trasformatorica dell'impulso di tensione anodica V'_a di ritorno per l'E.A.T. si determina così:

$$\frac{n_1 + n_2 + n_3 + n_4}{n_1 + n_2 + n_3} = \frac{V'_{EAT}}{V'_a}$$

$$n_4 = (n_1 + n_2 + n_3) \left[\frac{V'_{EAT}}{V'} - 1 \right] \qquad [97]$$

Si avverte che il valore di n_4 così calcolato dovrà essere corretto sperimentalmente, perchè l'E.A.T. ottenibile non è facil-

dica del tubo di uscita orizzontale PL81, del 1° anodo del T.R.C., del discriminatore EQ80 nella sezione audio. L'avvolgimento per l'E.A.T. non è in serie all'anodo del tubo PL81 come d'uso, ma è avvolto separatamente come un secondario con un capo connesso attraverso ad un gruppo RC (R = 47 kΩ; C = 2,2 kpF) all'inizio del primario.

Lo scopo del gruppo RC suddetto è di evitare correnti eccessive nel caso di corto circuito sull'E.A.T. Con simile disposizione, essendo l'accoppiamento più lasco si ottiene di ridurre la penetrazione di oscillazioni parassite nelle bobine di deviazione. Allo stesso scopo un avvolgimento supplementare è connesso in serie ad una induttanza fissa a formare una combinazione derivata sopra una parte del primario. La capacità incrementatrice ha il valore di soli 22 kpF (800 VL) per modo che la tensione ai suoi capi varia parabolicamente durante il tempo di andata. Durante la prima metà dell'andata il condensatore viene caricato coll'energia immagazzinata nel trasformatore di uscita e nelle bobine deviatrici, e la tensione alle sue armature aumenta. Durante la seconda metà dell'andata il condensatore sopraelevatore si scarica e la tensione ai suoi estremi diminuisce. La tensione media in oggetto è di 345 V, la sua variazione totale è di 115 V. Questa variazione di tensione è opportuna per ottenere la correzione di velocità di scansione richiesta dalla superficie quasi piana del tubo catodico. Infatti tale velocità viene ridotta ad entrambi gli estremi della scansione, quando la tensione ai capi del condensatore rialzatore raggiunge i suoi valori minimi, mentre la velocità è massima al centro della scansione in corrispondenza del massimo di tensione.

La mancanza di linearità introdotta dalla resistenza ohmica degli avvolgimenti del trasformatore e delle bobine deviatrici, viene corretta con l'uso di un'induttanza premagnetizzata. Essa è provvista di un nucleo di ferroxcube premagnetizzato da una astina magnetica in Ticonal. Durante la scansione l'induttanza varia all'incirca fra 0,2 e 1 mH, compensando almeno in parte la riduzione della velocità di variazione della corrente deviatrice verso la fine dell'andata. Con tale sistema l'asimmetria di non linearità è contenuta entro il 5 %. Due induttanze tra loro in serie provviste di un nucleo pure di ferroxcube sono connesse alle bobine deviatrici per costituire un controllo di larghezza dell'immagine; questa può infatti essere variata regolando il nucleo menzionato. L'induttanza totale delle due bobine in serie e di quella delle bobine deflettrici rimane costante al variare dell'induttanza delle singole sezioni correttrici in conseguenza della regolazione del nucleo.

Gli avvolgimenti per la regolazione della linearità della larghezza, ed i loro nuclei sono contenuti in un'unica unità.

(continua)

rassegna della stampa

Circuiti eliminatori di disturbi negli stadi di sincronizzazione TV (*)

La tecnica costruttiva dei ricevitori TV si va continuamente affinando e perfezionando. I laboratori delle grandi industrie americane sono i più fertili creatori di perfezionamenti e migliorie. Particolarmente curata è la possibilità di ricezione in zone lontane con presenza di notevoli disturbi che provocano lo sgancio della sincronizzazione orizzontale. Ne sono sorti dei geniali dispositivi elettronici che permettono di sopprimere praticamente tutti i disturbi che eccedano in ampiezza i segnali sincronizzanti. La presente rassegna tratta appunto di tali dispositivi.

La difficoltà di mantenere il sincronismo nei ricevitori TV in presenza di forti impulsi disturbanti, specialmente nelle zone nelle quali il segnale utile è debole, ha condotto i tecnici a studiare vari circuiti stabilizzatori degli oscillatori orizzontale e verticale; tali dispositivi elettronici sono noti come « noise canceller » ossia « cancellatore di disturbi », o come « noise inverter » ossia « invertitore di disturbi » etc. Uno schema tipico di quest'ultimo eliminatore di parassiti è mostrato in fig. 1 e riproduce lo schema usato dalla Bendix

Fig. 1. - Circuito « invertitore di disturbi » della Bendix.

sul telaio T_{14}. Il suo principio si fonda sul fatto che forti impulsi disturbanti non alterano il normale funzionamento dei circuiti di sincronizzazione se sono invertiti nella polarità. Se un impulso di disturbo associato al sincro positivo viene da questo separato, quindi invertito, si ottiene di isolarlo con polarità negativa, quindi differisce notevolmente dagli impulsi di sincronismo, perciò non può sostituirsi ad essi e non può sganciare gli oscillatori di denti di sega.

Compito dell'« invertitore » è appunto quello di operare il rovesciamento (ed anche l'amplificazione) degli impulsi disturbanti. In un semplice limitatore di disturbi i relativi forti impulsi vengono soltanto limitati in ampiezza al livello di quelli di sincro, all'uscita di un tale limitatore (v. fig. 2) il sincro e il disturbo hanno la stessa ampiezza e polarità, perciò possono entrambi agire sui circuiti di sincronizzazione. La superiorità dell'invertitore consiste nel produrre alla sua uscita il sincro di polarità opposta al disturbo. Sfortunatamente tanto l'invertitore, quanto il semplice limitatore di disturbi non agiscono quando i guizzi parassiti sono minori degli impulsi sincro. L'ampiezza degli impulsi disturbanti invertiti deve essere maggiore dell'ampiezza degli stessi prima dell'invertitore, perchè dalla somma algebrica dei due impulsi diretto e inverso deve risultare un'eccedenza di segnale invertito (v. fig. 3 e 4); da ciò risulta la necessità di amplicare il disturbo invertito. E' considerabile che i segnali sincro provengono da una fonte che ne limiti l'ampiezza in prossimità delle creste di sincronismo, perchè così si sfrutta tale limitazione per attenuare i disturbi. Per questa, ragione il segnale per l'invertitore viene spesso prelevato dal rivelatore video, che è capace di fornire ampi guizzi disturbanti prima della limitazione. Un grave inconveniente sorge dal collegare l'invertitore all'uscita del rivelatore video, per il fatto che si aumenta la capacità distribuita del circuito, con forte perdita di amplificazione alle alte frequenze video.

Per evitare questo inconveniente la Bendix usa prelevare il segnale per l'invertitore dalla griglia schermo (senza condensatore di by-pass) dell'amplificatore video, anzichè dal rivelatore. Il disturbo invertito viene applicato solo al separatore del sincro, e non gli si permette di raggiungere il tubo catodico, sul cui schermo si manifesterebbe come disturbo bianco, anzichè come normale nero meno visibile. L'invertitore Bendix consiste di un doppio triodo ad alto μ (v. fig. 1) e dei relativi circuiti. La maggior parte della corrente di schermo dell'amplificatore video V_{13} scorre attraverso $V_{14}A$ alla presa +155 V. Una porzione molto minore della corrente di schermo scorre attraverso il resistore R_{65} in parallelo con $V_{14}A$; questa combinazione presenta un'impedenza molto bassa. In conseguenza le variazioni di tensione ai capi di detta impedenza sono molto modeste, quando si verificano variazioni della corrente di schermo, in seguito a variazioni del segnale. Perciò non è necessario il condensatore di disaccoppiamento

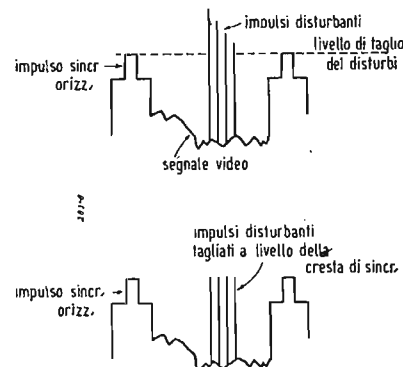



Fig. 2. - Effetto di un circuito limitatore semplice sugli impulsi disturbanti di grande ampiezza.

di schermo; tale condensatore è richiesto solo quando la resistenza di caduta della tensione di schermo tende a produrre degenerazione. La presenza del condensatore di fuga nel circuito di schermo dell'amplificatore video disturberebbe l'azione del circuito invertitore, perchè attenuerebbe il segnale di schermo applicabile a $V_{14}B$. L'amplificatore video è normalmente prossimo all'interdizione in presenza delle creste di sincronismo, perchè la sua griglia è connessa attraverso l'induttanza L_7 all'uscita del rivelatore video, che fornisce una tensione continua negativa massima in corrispondenza dei picchi sincronizzanti. Quando un impulso disturbante di ampiezza notevolmente maggiore delle punte del sincro entra nel rivelatore video, la forte tensione negativa corrispondente interdice l'amplificazione video. Quando quest'ultimo funziona normalmente, cioè non è interdetto, e quando anche il primo triodo

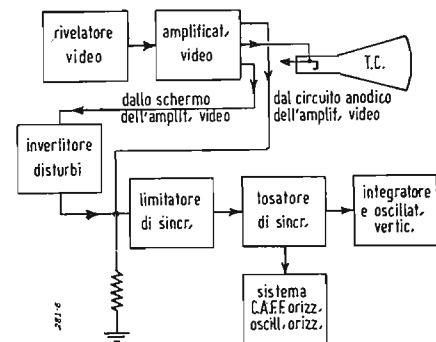



Fig. 3. - Schema a blocchi dell'invertitore di disturbi e relativi circuiti del telaio T14 della Bendix.

$V_{14}A$ invertitore di disturbi conduce, la impedenza catodo-placca di $V_{14}A$ si comporta analogamente ad una resistenza in parallelo a R_{65}. Allora V_{13} ha praticamente due resistenze di caduta di schermo, la cui tensione dipende in ogni istante dall'entità

(*) Salomon Heller su *Television Retailing*, marzo 1953, pag. 72 e Robert F. Scott su *Radio Electronics*, gennaio 1953, pag. 51.

della tensione dissipata attraverso queste due resistenze in parallelo. Quanto maggiore è la caduta di tensione ai capi del parallelo resistivo, tanto minore è la tensione di schermo di V_{13}. Tale tensione tende a variare continuamente, perchè non vi è condensatore di by-pass per i segnali video di schermo. Se tali variazioni si verificano si produrrebbe degenerazione che ridurrebbe l'amplificazione dello stadio a video frequenza; ma esse sono evitate dall'azione di $V_{14}A$. Quando il segnale video tende a incrementare la corrente di schermo, quindi ad abbassare la tensione, anche il catodo di $V_{14}A$ subisce lo stesso abbassamento di tensione, perchè è direttamente collegato allo schermo di V_{13}. Allora il catodo di $V_{14}A$ diviene meno positivo, ossia più negativo, il che fa aumentare la conduzione del triodo, che presenta una minor resistenza placca-catodo. La resistenza risultante dal parallelo fra $V_{14}A$ e R_{65} in questa condizione diminuisce, mentre la tensione di schermo di V_{13} aumenta. Si vede quindi che l'azione di $V_{14}A$ si oppone alla diminuzione della tensione di schermo di V_{13}. Analoga azione, ma in senso opposto, avviene quando la tensione di schermo di V_{13} tende ad aumentare. In conclusione in assenza di forti disturbi la menzionata tensione di schermo rimane praticamente costante. In conseguenza i segnali video e sincro positivo trasferiti a $V_{14}A$ e a $V_{14}B$ (attraverso C_{47} = 5 kpF) hanno ampiezza trascurabile, insufficiente a rendere conduttivo il triodo $V_{14}B$, che è normalmente oltre l'interdizione a motivo della sua bassa tensione anodica e della sua alta polarizzazione catodica. Ora quando sopraggiunge un forte impulso di disturbo, l'amplificatore video cessa di essere conduttivo, per cui le sue tensioni di schermo e di anodo raggiungono il valore di +155 V. Anche $V_{14}A$ va all'interdizione perchè il mancato passaggio di corrente di schermo di V_{13}, rende il catodo e l'anodo di $V_{14}A$ allo stesso potenziale, per cui cessa la corrente in questo tubo. Il rapido aumento della tensione di schermo di V_{13} da 133 a 155 volt costituisce un impulso ai capi di R_{65}, e che viene portato attraverso C_{47} alla griglia di $V_{14}B$, il quale è normalmente polarizzato (regolando R_{69}) leggermente oltre il potenziale di interdizione, quando i picchi di sincronismo appaiono al suo ingresso. L'impulso suddetto ai capi di R_{65} è sufficiente a rendere conduttivo $V_{14}B$. In tali condizioni l'impulso disturbante viene amplificato e invertito da $V_{14}B$. Il forte impulso negativo invertito di disturbo sviluppato all'uscita di R_{64} è applicato attraverso C_{49} alla griglia del separatore di sincronismo V_{15}. I segnali video e sincro pervengono a V_{15} dall'amplificatore video attraverso R_{64}, ma non attraverso $V_{14}B$. L'ampio impulso disturbante negativo all'entrata di V_{15} cancella gli impulsi positivi provenienti da R_{64}. Sorge però un disturbo negativo, che non può danneggiare il sincronismo, perchè i generatori di deviazione richiedono impulsi di polarità uguale a quella del sincro (positivo in questo caso) per essere sganciati. Notevole importanza ha la regolazione di R_{69}; infatti se R_{69} è tale che la polarizzazione di $V_{14}B$ è troppo bassa, l'invertitore può agire sotto l'azione del sincro invertendolo e distruggendolo. Se la polarizzazione è troppo alta, l'invertitore non funziona con disturbi di poco più ampi del sincro, i quali passano attraverso gli stadi successivi e distruggono nuovamente il sincronismo. La corretta regolazione di R_{69} si raggiunge quando $V_{14}B$ è polarizzato oltre l'interdizione sufficientemente, perchè questo tubo non inverta affatto gli impulsi sincronizzanti quando l'apparecchio è sincronizzato.

Fig. 4. - Effetto della sovrapposizione degli impulsi disturbanti positivo e negativo all'ingresso del limitatore di disturbi.
a) Dall'amplificatore video all'ingresso del limitatore di sincronismo + b) segnale disturbante amplificato e invertito, all'uscita dell'invertitore di disturbi = c) segnale netto di ingresso al limitatore di sincronismo: notare gli impulsi di disturbo di polarità negativa.

Quando l'apparecchio è fuori sincronismo orizzontale avviene lo sbloccaggio.

Il sistema di C.A.S. a chiave non può funzionare correttamente, per cui non si sviluppa una sufficiente tensione di polarizzazione ed un segnale eccessivo può pervenire all'amplificatore video. Gli impulsi sincro all'ingresso dell'invertitore di disturbi possono essere abbastanza ampi in certi casi da sganciare $V_{14}B$, provocando l'inversione del sincro e rendendo impossibile la sincronizzazione dell'apparecchio. Per evitare tali disastrosi effetti, nel circuito di fig. 1 sono inseriti alcuni componenti antibloccaggio. Quando il ricevitore è fuori sincronismo $V_{14}B$ è conduttivo durante l'azione degli impulsi sincronizzanti e il condensatore C_{48} tende a caricarsi al valore degli impulsi sincro-quadro che hanno una durata sufficientemente lunga da permettere la carica. La tensione sviluppata attraverso C_{48} riduce la tensione di placca applicata a $V_{14}B$, perchè è di polarità opposta di quest'ultima. La tensione di placca cade talmente, che il tubo cessa di condurre ed il sincro subisce un'inversione. $V_{14}B$ ricomincia a condurre tosto che la carica di C_{48} è diminuita (scarica attraverso R_{67}) e la tensione di placca è ritornata al livello di conduzione. Dato il valore relativamente alto delle costante di tempo R_{67} C_{48}, la scarica di C_{48} è abbastanza lunga da permettere il ristabilimento del sincronismo.

Quando ciò avviene gli impulsi sincronizzanti non sono più abbastanza ampi per comandare erroneamente $V_{14}B$, perchè la tensione di C.A.S. è divenuta sufficientemente grande da escludere tale evenienza. Un'altra precauzione antibloccaggio è quella di collegare R_{70} fra l'uscita del rivelatotre e la griglia controllo di $V_{14}B$. La tensione di uscita negativa continua del rivelatore diviene molto grande quando il ricevitore è fuori sincronismo, perchè il C.A.S. non polarizza correttamente gli stadi a FI da esso controllati. Questa forte polarizzazione negativa ritornata alla griglia di $V_{14}B$ non gli permette di entrare in conduzione per effetto del sincro e quindi sblocca il ricevitore. In condizioni normali quando il ricevitore è sincronizzato, la tensione negativa di uscita del rivelatore non è sufficiente ad interferire sul funzionamento di $V_{14}B$.

Una terza misura antisbloccaggio adottata è di fare la costante di tempo R_{70} C_{47} di opportuno valore: $V_{14}B$ tende a condurre, quando l'apparecchio è fuori sincronismo, sugli impulsi sincronizzanti; gli impulsi sincro verticali di grande ampiezza, lunga durata e polarità positiva, presenti alla griglia tendono a provocare corrente di griglia. Se la costante di tempo R_{70} C_{47} è corretta, la corrente di griglia carica rapidamente C_{47}, che poi si scarica lentamente. Questa carica mantiene una tensione negativa fra la griglia di $V_{14}B$ e massa, polarizzando negativamente $V_{14}B$ in aumento; essendo inoltre la tensione di placca di $V_{14}B$ ridotta (per la lunga costante di tempo di R_{67} e C_{48}), questo tubo va rapidamente all'interdizione, quando ini-

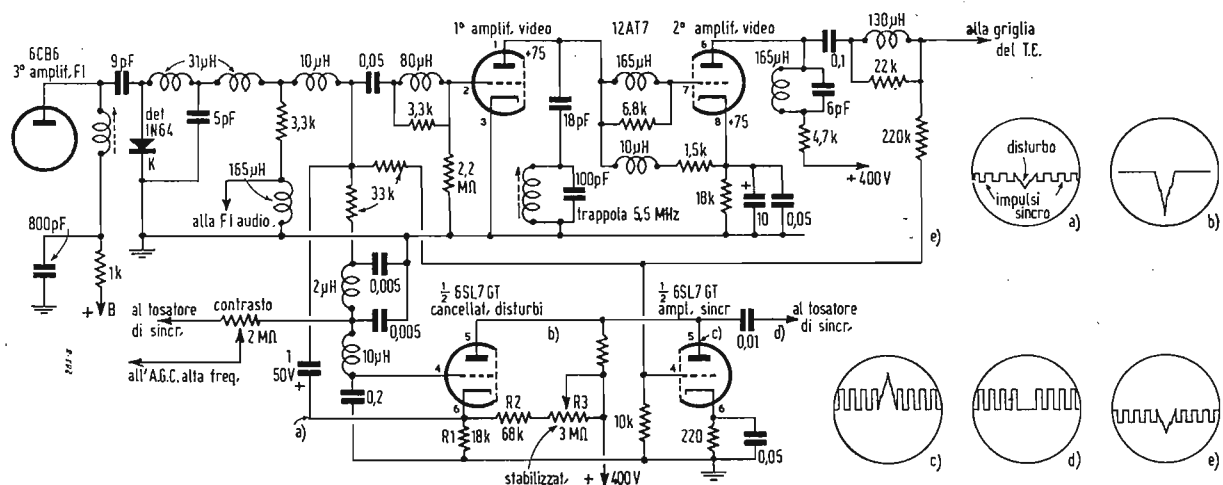



Fig. 5. - Circuito di sincronizzazione con cancellatore di disturbi dei ricevitori TV 21T4 e 21T5 della G.E.

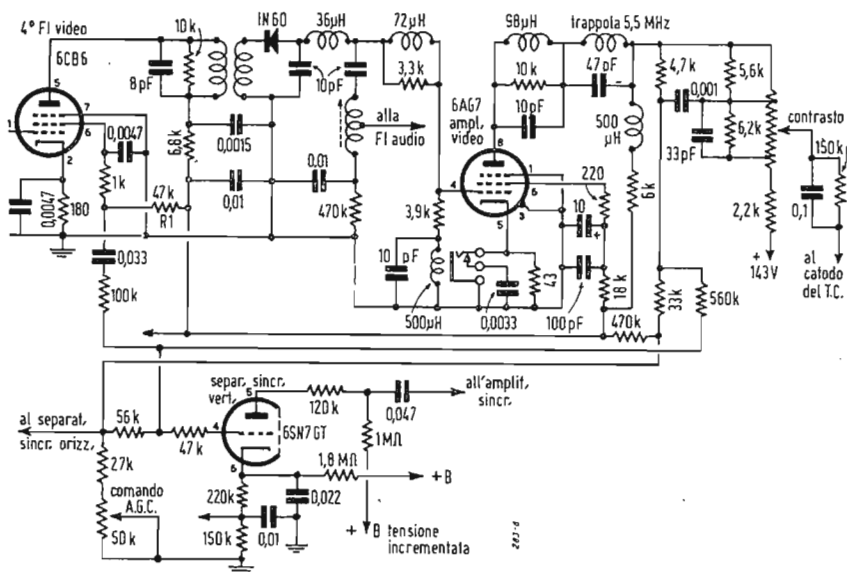



Fig. 6. - Modelli 17T153 - 155 - 162 - 174 RCA con circuito di sincronizzazione provvisto di dispositivo « suicidio dei disturbi ».

zia a condurre per effetto del sincro, perciò viene evitata la possibilità di sbloccaggio.

CIRCUITI DI SINCRONIZZAZIONE CON « CANCELLATORE DI DISTURBI » DELLA G.E. (v. fig. 5)

In fig. 5 è indicato il circuito dell'eliminatore di disturbi che la G.E. adotta sui suoi modelli 21T4 e 21T5. Il circuito si basa sul principio di impedire ai disturbi l'accesso al tosatore di sincronismo, evitando la perdita della sincronizzazione che si verificherebbe per effetto di un comando intempestivo degli oscillatori di deviazione.

Il segnale video composito prelevato dal rivelatore viene addotto attraverso due stadi in cascata di amplificazione video, alla griglia del tubo catodico unitamente a qualsiasi impulso disturbante, che accompagni comunque il segnale.

Gli impulsi sincronizzanti di polarità negativa e i segnali di disturbo vengono prelevati dal punto segnato (*e*) nel circuito di fig. 5, ossia dalla griglia del tubo catodico, e portato alla griglia dell'amplificatore di sincronismo (1/2 6SL7-GT), dalla cui placca si raccoglie il segnale totale sincro-disturbo amplificato e di polarità positiva. Contemporaneamente la combinazione sincro-disturbo negativa viene presa dal rivelatore e accoppiata, non amplificata, mediante un condensatore di 1 µF al catodo (punto *a*) di una sezione triodica di un tubo 6AQ7-GT funzionante da cancellatore di parassiti, la cui griglia è polarizzata negativamente dal C.A.S., mentre il suo catodo è reso positivo rispetto alla massa, essendo connesso al divisore disposto sulla tensione anodica e costituito dai resistori R_1, R_2 e dallo stabilizzatore R_3. Quest'ultimo è regolato in modo che il triodo 6AQ7 risulta interdetto finchè un impulso disturbante negativo di ampiezza maggiore degli impulsi sincronizzanti non pervenga al catodo. Il resistore R_4 costituisce il carico anodico comune ai tubi 6AQ7 e 6SL7; il primo lavora come un amplificatore con griglia a terra, con tensioni di entrata e di uscita in fase. Poichè i segnali di uscita dei due tubi suddetti sono di polarità opposta la tensione ai capi di R_4 è in ogni istante la somma algebrica dei due segnali. Nei periodi di conduzione del cancellatore 6AQ7, questo corto circuita l'uscita dell'amplificatore di sincronismo 6SL7 ed impedisce che qualsiasi segnale venga inoltrato agli stadi successivi del ricevitore. Le forme d'onda segnate *a*, *b*, *c*, *d*, e chiariscono il funzionamento del cancellatore di disturbi G.E.. L'onda *a* è il segnale video composto non amplificato con sovrapposto il guizzo disturbante. L'onda *b* è la risultante tensione di uscita dal cancellatore, dove l'impulso di disturbo è di polarità negativa. L'onda *c* è quella che appare in placca del tubo 6SL7 quando il cancellatore è interdetto, oppure tolto dal circuito; il guizzo disturbante è qui positivo.

L'onda *d* è la risultante dalla somma delle onde *b* e *c* attraverso R_4; l'eliminazione dell'impulso disturbatore è evidente.

Quando la durata dell'impulso parassita si protrae per molte righe, l'informazione sincro viene cancellata per tutto il tempo corrispodente, ma il sincronismo non viene meno, perchè assicurato dalle caratteristiche di volano del generatore di deviazione orizzontale provvisto di C.A.F.F.

Fig. 7. - Ricevitori Stromberg-Carlson con circuito di sincronizzazione provvisto di limitatore di disturbi « a chiave ».

CIRCUITO RCA « SUICIDIO DEI DISTURBI » (v. fig. 6)

La RCA ha recentemente sviluppato un circuito antidisturbo cui ha dato il nome anunciato nel titolo, e che stabilizza la sincronizzazione verticale nelle zone di debole segnale. L'amplificatore di media frequenza è progettato in modo che nel circuito di griglia del quarto tubo di FI non scorre corrente con livelli normali di segnale. Tale griglia diviene positiva con forti impulsi disturbanti. Coll'intervento del disturbo si ha passaggio di corrente di griglia e nei circuiti di placca e di schermo (v. fig. 6-tubo 6CB6) appaiono impulsi negativi di tensione.

Gli impulsi negativi ai capi del resistore 47 kΩ (R_1) di schermo vengono addotti alla griglia del separatore di sincronismo verticale (una sezione di un doppio triodo 6SN7-GT) attraverso un circuito a resistenza e capacità costituito da un condensatore di 33 kpF e di due resistenze di 0,1 MΩ e 47 kΩ rispettivamente, disposte in serie.

L'impulso negativo di disturbo in placca del tubo 6CB6 viene rettificato dal rivelatore a cristallo 1N60 e successivamente amplificato dallo stadio 6AG7 amplificatore video, nel cui circuito di placca assume polarità positiva. Anche questo impulso positivo viene portato alla griglia del separatore di sincronismo verticale, dove sommandosi algebricamente all'impulso negativo, si neutralizza con esso, ottenendosi l'eliminazione del disturbo prima che esso possa raggiungere l'oscillatore verticale e produca l'instabilità.

Altra caratteristica interessante dei mod. 17 T153-155-162 e 174 RCA consiste nell'adozione di due separatori distinti di sincronismo verticale e orizzontale.

Con ciò si ottiene una stabilità molto maggiore che coi sistemi più semplici, nei quali i segnali sincro orizzontali e verticali sono passati attraverso un unico sistema amplificatore-separato.

LIMITATORE DISTURBI A CHIAVE (v. fig. 7)

Per ridurre fortemente l'effetto degli impulsi di disturbo sui generatori di sincronismo la Stromberg-Carlson usa un limitatore di disturbi « *a chiave* » nei suoi recivitori più recenti. Il segnale video composito è applicato alla griglia di V_1 (v. fig. 7), per modo che gli impulsi sincronizzanti positivi arrivano nello stesso istante in cui arrivano alla placca gli impulsi positivi dal circuito di uscita orizzontale. Entrambi gli impulsi di placca e griglia concorrono a portare in conduzione il tubo V_1. Il condensatore C_1 si carica rapidamente al valore di punta degli impulsi di sincronismo attraverso la resistenza di uscita ($1/g_m$) del tubo V_1 d. riferimento dei disturbi montato a trasferitore catodico. In

assenza di disturbi sulla placca (circa il 90 % del tempo totale) C_1 tende a scaricarsi attraverso R_1 in serie colla resistenza interna dell'amplificatore video. La constante di tempo del circuito di scarica è così alta che il successivo impulso di sincronizzazione arriva sulla griglia prima che la carica di C_1 possa scendere apprezzabilmente sotto il livello dei picchi di sincronismo.

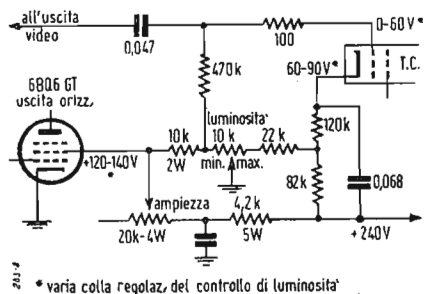



Fig. 8. - Controllo automatico dell'ampiezza del quadro adottato nei televisori Philco.

Il catodo del diodo tosatore di sincronismo 6AL5 è polarizzato positivamente al livello delle creste di sincronismo dalla carica di C_1. Impulsi di disturbo che superano tale livello rendono conduttivo il diodo corto circuitato a massa attraverso C_1 la tensione di disturbo in eccesso, così che il disturbo non può pervenire all'entrata del separatore di sincronismo. La porzione limitata dell'impulso disturbante non contribuisce in modo apprezzabile alla carica di C_1, perchè R_3 conferisce al circuito di carica una costante di tempo che è lunga in confronto alla durata del disturbo. D'altro canto ogni tensione disturbante che si sommi a C_1 sfugge attraverso R_1 e l'amplificatore video, per modo che la carica di C_1 è all'incirca normale quando il successivo impulso sincronizzante arriva dai circuiti video. Il guizzo di disturbo vede il circuito griglia-catodo di V_1 come un diodo di cui l'azione e le caratteristiche sono simili a quelle del diodo limitatore. Il resistore R_2 in serie colla griglia di V_1 conferisce al circuito di carica di griglia una costante di tempo eccessivamente lunga per permettere al disturbo di aumentare apprezzabilmente la tensione ai capi di C_1.

La possibilità offerta dal tosatore di disturbi di distinguere i disturbi dagli impulsi di sincronismo dipende dal mantenere costantemente uguale al valore di cresta del sincro la carica ai capi di C_1. La sua efficienza a tale riguardo è determinata dal rapporto fra R_2 e $1/g_m$.

(dott. ing. A. Nicolich)

PROPAGAZIONE DELLE ONDE ULTRA CORTE *(segue da pag. 197)*

in occasione di trasmissioni sperimentali su VHF dalla Paganella (2125 m) per portate oltre l'orizzonte ottico. Notevole il collegamento 145 MHz Paganella-Bergamo, effettuato tramite un fenomeno di doppia diffrazione. Lo studio dei fenomeni della propagazione su onde ultracorte è assai interessante, anche se purtroppo spesso incompleta. Torneremo quindi presto sull'argomento, con gli studi sulla propagazione delle frequenze tra 1000 e 10.000 MHz, con i dati ricavati da esperienze italiane ed americane. *

ATOMI ED ELETTRONI

★ *Strumenti atomici ad una esposizione londinese.* Alla Mostra Britannica delle Industrie Produttrici di Strumenti, che si è svolta a Londra dal 30 giugno all'11 luglio, figuravano attrezzature per i minatori delle miniere di uranio, per quanti si servono di isotopi e per altri lavoratori nel campo dell'energia atomica. Fra i vari articoli di questa speciale Mostra ha attirato l'attenzione dei visitatori un dispositivo per rilevazioni aeree che consente di localizzare da velivoli volanti a bassa quota i depositi di uranio. Con tale strumento, che pesa 34 chilogrammi e mezzo, si ottengono registrazioni automatiche delle radiazioni emesse dall'uranio giacente sotto la superficie del suolo. Vicino era esposta una attrezzatura rivelatrice da usarsi nei lavori di trivellazione profonda. Questa comprende un contatore ed amplificatore Geiger racchiuso in un cilindro d'acciaio, che può essere calato sino ad una profondità di circa 460 metri. Può essere usato anche con aste di pressione nelle miniere per studiare fori orizzontali od inclinati fino a una profondità di 90 metri.

Circa 200 ditte hanno inviato la loro produzione alla Mostra, che è stata una convincente dimostrazione dello sviluppo raggiunto da un'industria che nel 1952 ha esportato per un valor ecomplessivo di 14 milioni di sterline.

Va pure ricordato uno strumento rivelatore degli incendi, assai adatto per centrali elettriche, stabilimenti industriali, miniere di carbone, navi ed aerei. Si tratta di una piccola cellula dotata di elemento radioattivo il quale ha una durata garantita di oltre mille anni; quest'elemento sensibilizza l'interno della cellula in maniera tale che la minima traccia di fumo o di prodotti della combustione fa sì che un circuito elettrico azioni un segnale d'allarme.

(il testo segue a pag. 216)

Un avvisatore di contaminazione radioattiva, fabbricato dalla Isotope Development Ltd. di Londra, in funzione. Lo strumento, assai semplice, è in grado di misurare la quantità di elementi radioattivi presenti nei liquidi.

a colloquio coi lettori

D *Desidero conoscere se il tubo elettronico EF50 con l'involucro metallico rosso, tipo Philips, è uguale alla ARP35 militare. Vi prego nel limite del possibile farmi sapere se i tubi AR20, ATP10, CV1373, CV1077 hanno una equivalenza civile. Scusatemi il disturbo che vi reco...*

D *Io spesso mi chiedo se è giusto che per trovare una valvola americana del tipo militare a cosa corrisponde bisogna fare tutta questa fatica? Vi prego volermi dire a cosa sono corrispondenti questi tubi: ECC32, CV187, GS18, VT75B, VS70... (allegati due elenchi per 45 valvole).*

R Cari lettori, rispondendo a voi intendiamo fare una cosa utile anche ai molti che ci hanno scritto sulle caratteristiche dei tubi militari e sulle corrispondenze coi vari tubi civili. Non si poteva dare una risposta frammentaria a ciascuno perchè lo spazio è tiranno. Con questo lavoro vi presentiamo un elenco di tubi adoperati in apparati militari britannici adoperati dall'Esercito (A), Marina (N), Aeronautica (V), e comune a tutte le armi (CV).

Dato il bailamme di denominazioni che crescevano a vista d'occhio nel 1940-1941 si è deciso di unificare le denominazioni dando un prefisso CV ed un numero di serie.

Nella prima colonna si può conoscere la denominazione originale delle singole FF. AA. Nella seconda colonna si è data la denominazione unificata. Nella terza colonna si è data la denominazione della corrispondenza tra i tubi usati dalle FF.AA. in comune. Esempio: tubo ARD2 (Esercito) si chiamerà dal 1940-1941: CV1078 — uguale tubo usava l'Aeronautica militare (RAF) con la denominazione VR78 — tutti sono corrispondenti al tubo DI di produzione civile. Nella quarta colonna è indicato il tipo di tubo civile prodotto dalle singole case e che si può trovare in commercio. A scanso di responsabilità diciamo subito che la corrispondenza tra i vari tubi non è esatta in quanto pur essendo il tipo civile di uso comune corrispondente a quello militare, per quest'ultimo qualche caratteristica diversa può esistere per il particolare impiego che di esso viene fatto.

Per tutto quello che può occorrere di dati tecnici rimandiamo il lettore al nostro libro «*World Radio Valve Handbook*».

Denomin. originale	Denomin. unificata	Denomin. altre Forze Armate	Tipo comm.le equivalente
AD1	CV1314		DLS10
ARDD1	CV1300		10D1
ARDD3	CV1301		D63, 6H6G
ARDD5	CV1054	VR54	EB34
ARD2	CV1078	VR78	DI
ARD4	CV1302		D42
ARH1	CV1280	NR67	X64, 6L7
ARP1	CV1118	NR39, VR118	PT2, KT2
ARP2	CV1320		SP2
ARP3	CV1321		9D2
ARP4	CV1322		SP210
ARP5	CV1323		VP2
ARP6	CV1324		SP4
ARP7	CV1325		42MPT
ARP8	CV1326		4C4/PEN
APR9	CV1327		PEN1340
ARP9A	CV1328		7D8S

Denomin. originale	Denomin. unificata	Denomin. altre Forze Armate	Tipo comm.le equivalente
ARP10	CV1329		APP4G
ARP11	CV1330		SP4
ARP12	CV1331		VP23
ARP13	CV1332		210VPT, VP21
ARP14	CV1333		220IPT
ARP15	CV1195	NR86	KTW63
ARP16	CV1074	NR83, VT74	KTZ63, 6J7
ARP17	CV1186	NR85	KT63, 6F6G
ARP18	CV1334		KT24
ARP19	CV1335		SP41
ARP20	CV1336		SP42
ARP21	CV1192	NR79	Z62
ARP22	CV1337		116PEN
ARP23	CV1124	NR70, VR124	MS/PEN
ARP24	CV1338		220VPT
ARP25	CV1181	NR59	KT41
ARP26	CV1340		KT44 (mod.)
ARP33	CV1341		MSP4
ARP34	CV1053	VR53	EF39
ARP35	CV1091	VR91	EF50
ARP36	CV1065	VR65	SP41 (mod.)
ARP37	CV1342		QP25
ARP38	CV1343		KTZ73 (mod.)
ARS6	CV1317		5625
ARS7	CV1318		VS24, PM12M, S215VM
ARS8	CV1319		VS2
ARTH2	CV1347		ECH35
ARTP1	CV1344		TP22
ARTP2	CV1345		TP25
AR4	CV1303		HL210A
AR5	CV1166		LP2, P220
AR6	CV1304		LP2
AR7	CV1109	NR42	4D1
AR8	CV1306	NR55, VR109, VR109A	HL23DD
AR9	CV1307		210LF
AR10	CV1308		L21DD, DD2A
AR11	CV1309		4019B
AR12	CV1310		4020A
AR13	CV1311		4022AR
AR14	CV1312		220RC
AR15	CV1313		220LF
AR16	CV1032	VR32	220B
AR17	CV1037	NR31, VR37	MH4
AR20	CV1316		4021B
AR21	CV1055	NR48, VR55	EBC33
ATP4	CV1366		V248A
ATP5	CV1367		V245
ATP7	CV1368		V226
ATP10	CV1369		4061A
ATP35	CV1370		PY1-35
ATP75	CV1371		PZ1-75, SW75PEN
ATP100	CV1372		4069A
ATP600	CV1373		PY3-600
ATS25	CV1374		807
ATS70	CV1365		4282BZ
ATS250	CV1357		SG250
AT15	CV2845		LS5
AT16	CV2846		LS5B
AT20	CV1361		MZ05-20
AT35	CV1025	VT25	DET25
AT75	CV1222	NT39	ACT6
AT200B	CV1363		DET16
AU1	CV1264	NU12	FW4-500
AU2	CV1349		RG5-5500, 4064A
AU3	CV1039	NU17, VU39	MU12/14, UU5, 441U,
AU4	CV1113	NU18, VU113	U17
AU5	CV1111	VU111	V1907
AU6	CV1072	VU72	GU50, MU4250, RG1-240
AU7	CV1355		ESU300
AU8	CV1356		U22
AU12	CV2853		U15, RZ1-250
AW2	CV1070	VS70	7475

Denomin. originale	Denomin. unificata	Denomin. altre Forze Armate	Tipo comm.le equivalente
AW3	CV1110	VS110	S130
AW4	CV1068	VS68	STV280/40
AW5	CV1359		ME41
AW6	CV1077	VI77	EM31
CV5	CV5		GU21 (spec.)
CV9	CV9		AL60
CV18	CV18		RK34
CV19	CV19		EHT1
CV21	CV21		VP41
CV24	CV24		HL41
CV25	CV25		4242A
CV26	CV26		813
CV27	CV27		4357A
CV28	CV28		ACT9
CV30	CV30		4270A
CV31	CV31		U20
CV33	CV33		4077A
CV34	CV34		MR10
CV45	CV45		S130 (mod.)
CV49	CV49		38/501A
CV65	CV65		PEN25
CV66	CV66		RL37
CV71	CV71		« Osglim »
CV75	CV75		4313C
CV84	CV84		38/102B
CV93	CV93		V625
CV152	CV152		GU21
CV173	CV173		DDR2
CV181	CV181		ECC32
CV185	CV185		PM202
CV187	CV187		U19
CV190	CV190		DLS10
CV207	CV207		AC/P4
CV216	CV216		VR150/30
CV225	CV225		ACT17
CV235	CV235		U23
CV242	CV242		GS18, CMG25
CV243	CV243		4045A
CV244	CV244		4046A
CV245	CV245		4328D
CV285	CV285		VA35
NGT1	CV1141		GD14C
NGT2	CV1128	VGT128	GT1C
NGT3	CV1142		MR75
NGT4	CV1143		GT1A
NGT5	CV1144		BT19
NGT6	CV1145		BT9A
NGT7	CV1147		BT35
NGT9	CV1149		BT41
NR15	CV1151		1410, PM4DX
NR16	CV1153		PM254
NR16A	CV1154		PM254
NR18	CV1156		DEQ
NR22	CV1158		S410, PM14
NR23	CV1159		S410, PM14
NR26	CV1038	VR38	MHL4
NR27	CV1160		104V
NR28	CV1019	VR19	215P
NR31	CV1037	AR17, VR37	MH4
NR35	CV1163		PM2BA
NR35	CV1164		MS4, MSPen (mod.)
NR38	CV1165		VMS4 MVSPen (mod.)
NR39	CV1118	ARP1, VR118	PT2, KT2
NR41	CV1083	VR83	210VPT VP21
NR42	CV1166	AR5	LP2
NR43	CV1167		PM24A
NR44	CV1168		ACO44, PX4
NR45	CV1169		VMP4G
NR46	CV1170		D41
NR47	CV1040	VR40	PX25, DO24 PP5/400
NR48	CV1055	AR21, VR55	EBC33
NR49	CV1056	VR56	EF36
NR50	CV1171		HA1, AT4, A40
NR51	CV1172		VP4A
NR52	CV1173		354V
NR53	CV1174		KT42, MP/PEN, PEN4VA, AC/PEN, ZA1, AP4
NR54	CV1175		
NR55	CV1109	AR7, VR109 VR109A	AD1
NR56	CV1178		DA30, DO30
NR57	CV1179		TTA
NR58	CV1180		V312
NR59	CV1181		KT41

Denomin. originale	Denomin. unificata	Denomin. altre Forze Armate	Tipo comm.le equivalente
NR60	CV1182		H42
NR61	CV1183		W42
NR62	CV1184		A373
NR64	CV1281		KTW61
NR65	CV1282		AC/S2Pen, MSP4
NR66	CV1187		D41
NR67	CV1280	ARH1	X64
NR68	CV587		DH63, 6Q7G
NR69	CV1103	V1103	Y63
NR70	CV1124	ARP23,'R124	MS/Pen
NR71	CV1129	VR129	MS/PenT
NR72	CV1188		N43
NR73	CV1285		ECC31
NR74	CV1189		AC6Pen
NR75	CV1190		AC/P4
NR76	CV1191		KTZ41
NR77	CV1286		EL35
NR78	CV581	6C5G	6C5G
NR79	CV1192	ARP21	Z62
NR81	CV1941	6K7G	6K7G
NR82	CV1193		X65
NR83	CV1074	ARP16,VT74	KTZ63
NR84	CV1194		X41
NR85	CV1186	ARP17	KT63, 6F6G
NR86	CV1195	ARP15	KTW63
NR87	CV1196		AC5PenDD
NR88	CV1197		RL18
NR94	CV1198		AC/P4
NR95	CV1502	VR502	KT32
NS1	CV1069	VS69	STV280/80
NS3	CV1200		202
NS4	CV1201		4317
NS5	CV1202		304
NT13	CV2788		P610
NT18	CV1206		DO60-DA60
NT20	CV1208		P625.PM256
NT36	CV1219		DA100, MZ1-100
NT37	CV1220		4333A
NT38	CV1293		SW75Pen, PZ1-75, PT6
NT39	CV1222	AT75	ACT6
NT40	CV1223		DET5
NT58	CV1228		DET12, TY1-50
NT62	CV1237		PM24D
NT65A	CV1240		PZ1-35
NT82	CV1246		P2
NT87	CV1250		4279A
NT92	CV1252		4212E
NU5	CV1261		RX3-120
NU12	CV1264	AU1	FW4-500
NU13	CV1265		U15. RZ1-250
NU17	CV1039	AU3A,YU39	MU12/14, UU5, IW4, 44IU
NU18	CV1113	AU4, VU113	U17
NU20	CV1268		U50
NU33	CV1279		MU2
NU31	CV1290		SU2150A
NU34	CV1134		HVR2
VGT121	CV1121		T41
VGT128	CV1128	NGT2	GT1C
V177	CV1077	AW6	EM31
V1103	CV1103	NR69	Y63
VR18	CV1018	NR28	215SG
VR19	CV1019		215P
VR22	CV1022	AR16	220PA
VR28	CV1028		220VSG
VR32	CV1032		220B
VR35	CV1035	NP31, AR17	QP21
VR37	CV1037	NR26	MH4
VR38	CV1038	NR47	MHL4
VR40	CV1040		PX25, DO24, PP5/400
VR41	CV1041		PM12M
VR43	CV1043		210PG
VR44	CV1044		210DDT
VR49	CV1049	ARP34	210SPT
VR53	CV1053	ARDD5	EF39
VR54	CV1054	NR48, AR21	EB34
VR55	CV1055	NR49	EBC33
VR56	CV1056		EF36
VR57	CV1057		EK32
VR59	CV1059		HA2, 955, 4671
VR65	CV1065	ARP36	SP41 (mod.)
VR65A	CV1574		SP41
VR66	CV1066		P41 (mod.)
VR67	CV1067		L63
VR78	CV1078	ARD2	D1
VR82	CV1082		220TH
VR83	CV1083	ARP35	220PT, VP21
VR91	CV1091	NR41	EF50
VR92	CV1092		EA50
VR95	CV1095		ZA2, 954, 4672
VR99	CV1099		X66
VR99A	CV1581		ECH35, E1341
VR100	CV1100		KTW62
VR101	CV1101		MHLD6
VR102	CV1102		BL63
VR106	CV1106		9D2
VR107	CV1107		15D2
VR108	CV1108		8D2
VR109	CV1109	R55, AR7	4D1
VR116	CV1116		V872
VR117	CV1117		41MT1
VR118	CV1118	NR39, ARP1	PT2, KT2
VR119	CV1119		DDL4
VR122	CV1122		41MXP
VR124	CV1124	NR70, ARP23	MS/Pen
VR125	CV1125		41MXP
VR126	CV1126		4SM
VR129	CV1129	NR71	MS/PenT
VR130	CV1130		HL23
VR135	CV1135		E1148
VR136	CV1136		RL7
VR137	CV1137		RL16
VR502	CV1502	NR95	KT32
VR503	CV1503		KT33C
VR505	CV1505		MH41
VS68	CV1068	AW4	STV280/40
VS69	CV1069	NS1	STV280/80
VS70	CV1070	AW2	7475
VS110	CV1110	AW3	S130
VT20	CV1020		220P
VT23	CV1023		230XP
VT25	CV1025	AT35	DET25
VT31	CV1031		SG250
VT34	CV1034		DET3
VT45	CV1045		X56
VT46	CV1046		PT25H
VT47	CV1047		TZ05-20, VLS417
VT50	CV1050		HL2K
VT51	CV1051		Pen220A
VT52	CV1052		EL32
VT58	CV1058		E960
VT60	CV1060		807
VT61	CV1061		4074A, DET19, RK34
VT61A	CV1573		1V03-10 (mod.)
VT62	CV1062		DET12, TY1-50
VT73	CV1073		H63
VT74	CV1074	NR83, ARP16	KTZ63
VT75	CV1075		KT66
VT75A	CV1576		KT44T
VT75B	CV1577		KT44
VT76	CV1076		DA41TZ40
VT79	CV1079		KT8
VT80	CV1080		4307A
VT81	CV1081		4052A
VT88	CV1088		832
VT96	CV1096		58/502A
VT104	CV1104		PT15
VT105	CV1105		ML6
VT114	CV1114		E1024
VT127	CV1127		Pen46
VT506	CV1506		5C/450A
VU39	CV1039	NU17, U3A	MU12/14, UU5, IW4, 44IU
VU71	CV1071		U52
VU72	CV1072	AU6	GU50, RG1-240, MU4250
VU111	CV1111	AU5	V1907
VU113	CV1113	NU18, AU18	U17
VU134	CV1134	NU34	HVR2
VU504	CV1504		V1901
VU508	CV1508		V1913

Gambirasio TV

A guida di tutti gli interessati rammentiamo la Ditta *E. Gambirasio TV* con sede a Milano, Via Fontana 18, tel.584.202 - 588.981, quale perfetta organizzazione di vendita esclusiva di televisori originali americani quali il « Tech Master », il « Jackson » ed il « Sheraton ».

E' la prima organizzazione tecnico-commerciale sorta in Italia per favorire sempre più la diffusione fra il nostro pubblico, con proprie concessioni esclusive di rappresentanza e di vendita, di televisori originali americani accuratamente prescelti per le doti di alta fedeltà e di minimo costo.

La *Gambirasio TV* è sinonimo di serietà e garanzia perchè perfettamente attrezzata a soddisfare le specifiche necessità e le nuove esigenze del pubblico, ogni giorno più numeroso, di teleamatori italiani.

Il « Tech Master » 5219 è un apparecchio americano accuratamente adattato per il sistema televisivo italiano, questo televisore riunisce, in uno schema semplice ed efficiente i requisiti fondamentali per un'ottima ricezione.

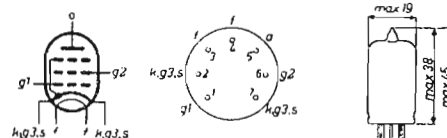
La serie dei televisori « Jackson » è dotata di maggiori prerogative, nei modelli « Presidential De Luxe TV Console » e « Presidential TV Radio-Phonograph Combination » con schermi da 17" e 21".

Pure i televisori « Sheraton » sono apparecchi di elevata qualità, assai apprezzati dallo stesso mercato U.S.A. Sono dotati di chassis 250DX e 530DX, con schermi da 17" e 21".

La *Gambirasio TV* ha ormai una propria attrezzatura industriale per il montaggio e taratura dei televisori, così da garantire la più completa assistenza tecnica. Dispone pure di parti staccate, strumenti di misura TV e quant'altro necessario per soddisfare le diverse esigenze della clientela, dei rivenditori e dei teleamatori.

La *Gambirasio TV* sta approntando un proprio televisore che si baserà sostanzialmente sul capitolato ANIE, sia per quanto concerne i requisiti tecnici che per il fattore prezzo.

E' questa una iniziativa particolarmente apprezzabile che pone la *Gambirasio TV* alla particolare attenzione del nostro pubblico e la fa giudicare benevolmente agli effetti di una sempre maggiore diffusione della TV in Italia. *

TUBI... VECCHI E NUOVI

EF95 Miniwatt

Pentodo amplificatore per RF a riscaldamento indiretto, accensione 6,3 V a 0,175 A. Zoccolo miniatura. Sostituisce la 6AK5 americana.

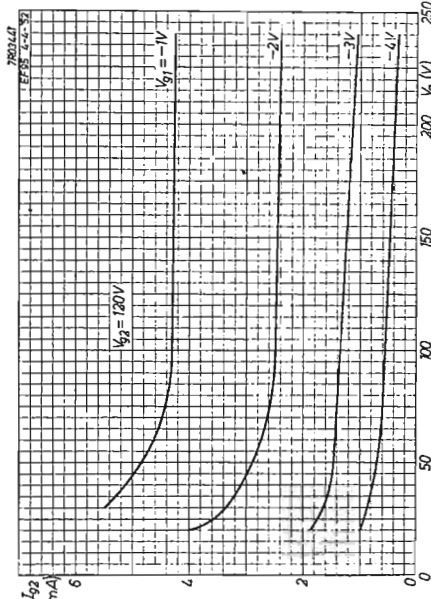
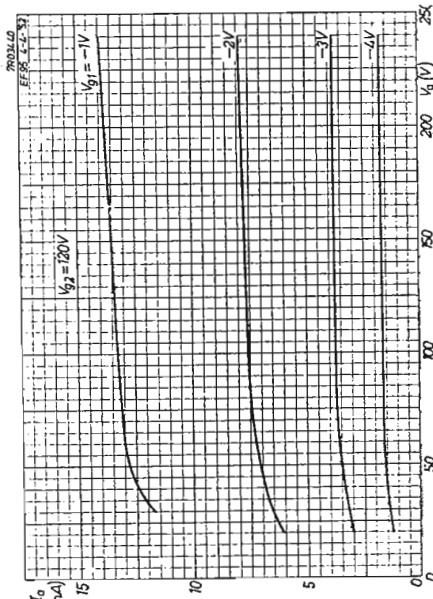
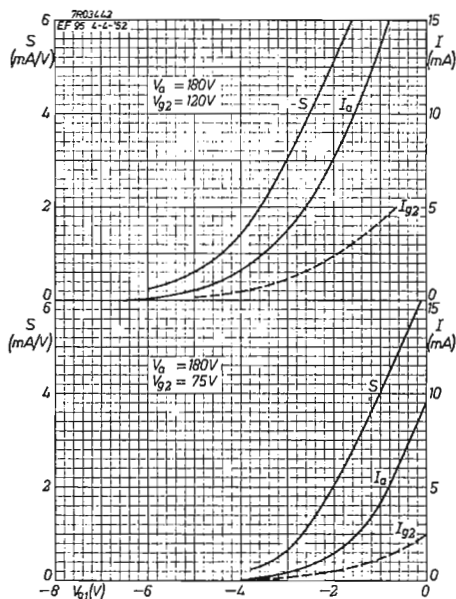
Capacità interelettrodiche con schermo esterno:

C_{ag1} < 0,02 pF
C_a = 2,8 pF
C_{g1} = 4,0 pF

Caratteristiche tipiche di funzionamento:

Tensione anodica	120	180 V
Tensione di schermo	120	120 V
Resistenza catodica	200	200 Ω
Corrente anodica	7,5	7,7 mA
Corrente di schermo	2,5	2,4 mA
Mutua conduttanza	5,0	5,1 mA/V
Resistenza interna	0,34	0,69 MΩ
Resistenza equivalente	2	2 kΩ
Resistenza di griglia (50 MHz)	25	25 kΩ

Valori limite:

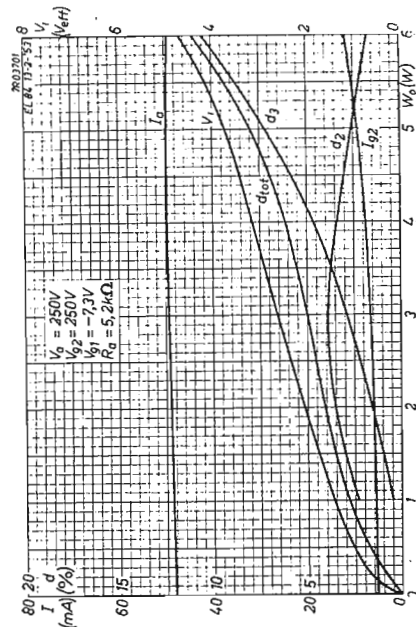
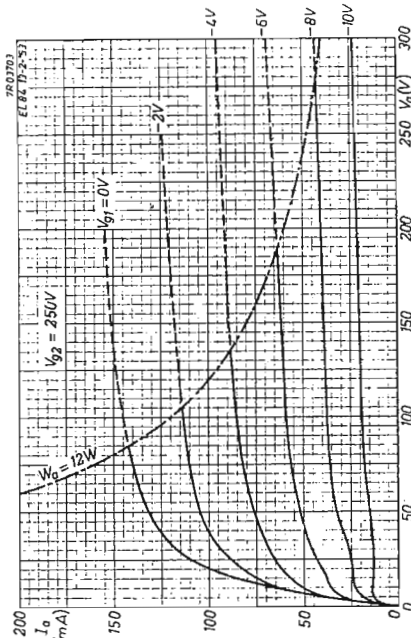
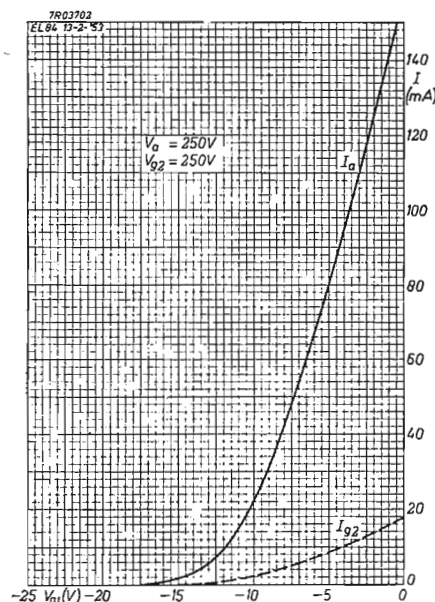
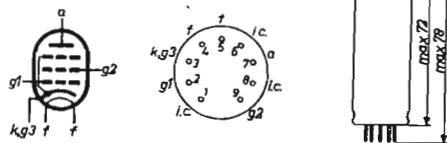
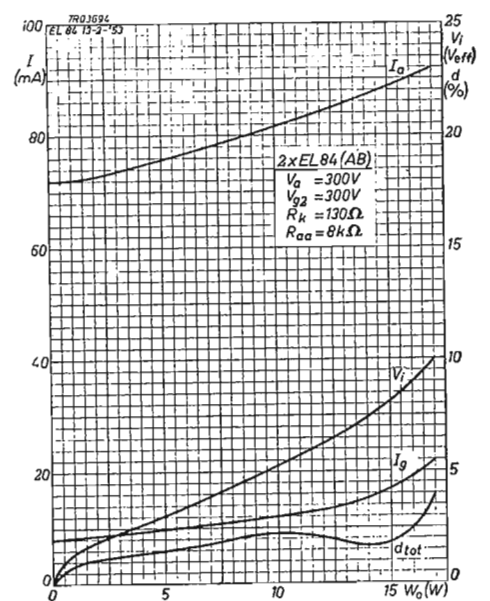
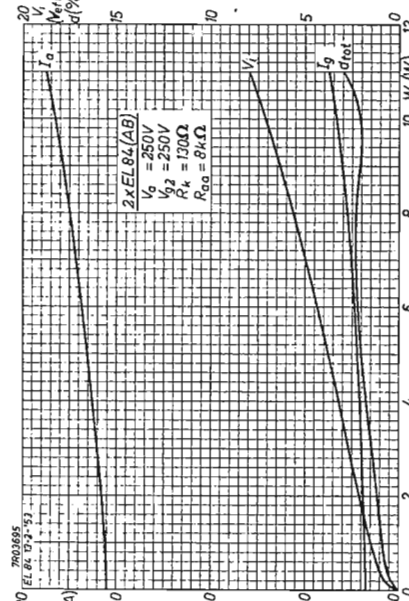
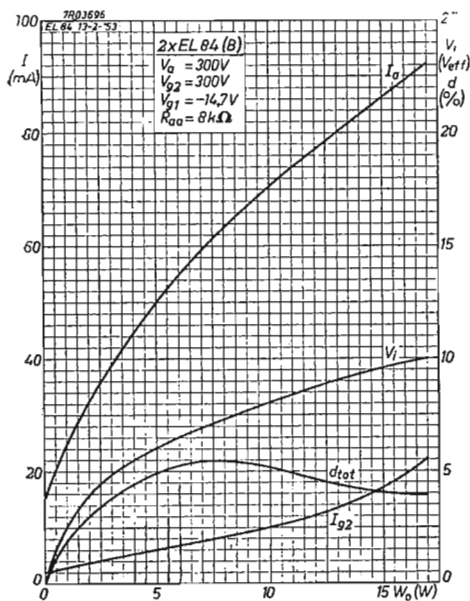
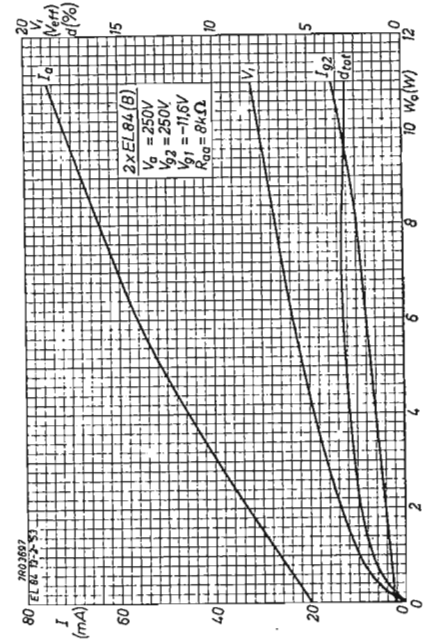
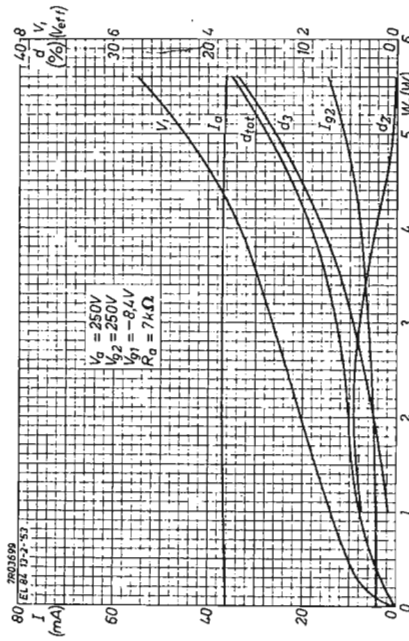
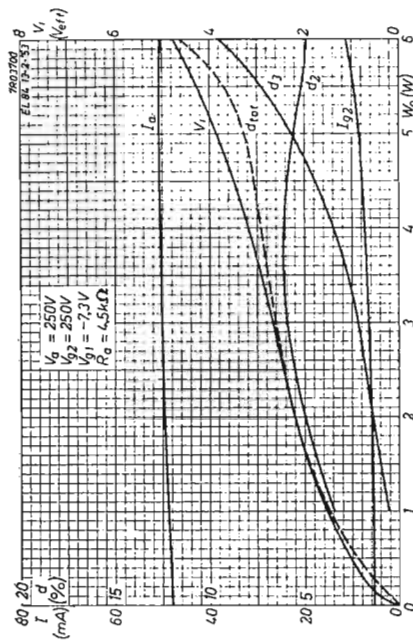
Tensione anodica a riposo	300 V
Tensione anodica	180 V
Dissipazione anodica	1,7 W
Tensione di schermo a riposo	300 V
Tensione di schermo	140 V
Dissipazione di schermo	0,5 W
Corrente catodica	18 mA
Tensione filamento-catodo	90 V
Frequenza limite	400 MHz

EL84 Miniwatt

Pentodo amplificatore di potenza a riscaldamento indiretto, accensione 6,3 V a 0,76 A. Zoccolo noval.

Capacità interelettrodiche:

C_{g1} = 11 pF
C_a = 6 pF
C_{ag1} < 0,5 pF
C_{g1f} < 0,25 pF

Caratteristiche d'impiego in classe A:

Tensione anodica		250 V
Tensione di schermo		250 V
Polarizzazione di griglia		—7,3 V
Resistenza catodica		135 Ω
Resistenza anodica		5,2 kΩ
Segnale d'ingresso	0	3,4 Veff
Corrente anodica	48	49 mA
Corrente di schermo	5,5	10,6 mA

Mutua conduttanza	11,3	— mA/V
Resistenza interna	38	— kΩ
Potenza di uscita	0	4,5 W
Distorsione totale	-	6,8 %

* * *

Tensione anodica		250 V
Tensione di schermo		250 V
Polarizzazione di griglia		—7,3 V
Resistenza catodica		135 Ω
Resistenza anodica		4,5 kΩ
Segnale d'ingresso	0	3,5 Veff
Corrente anodica	48	50 mA
Corrente di schermo	5,5	10 mA
Mutua conduttanza	11,3	— mA/V
Resistenza interna	38	— kΩ
Potenza di uscita	0	4,5 W
Distorsione totale	—	7,5 %

* * *

Tensione anodica		250 V
Tensione di schermo		250 V
Polarizzazione di griglia		—8,4 V
Resistenza catodica		210 Ω
Resistenza anodica		7 kΩ
Segnale d'ingresso	0	3,5 V
Corrente anodica	36	36,8 mA
Corrente di schermo	4,1	8,5 mA
Mutua conduttanza	10	— mA/V
Resistenza interna	40	— kΩ
Potenza di uscita	0	4,2 W
Distorsione totale	—	10 %

* * *

Tensione anodica		250 V
Tensione di schermo		210 V
Polarizzazione di griglia		—6,4 V
Resistenza catodica		160 Ω
Resistenza anodica		7 kΩ
Segnale d'ingresso	0	3,4 Veff
Corrente anodica	36	36.6 mA
Corrente di schermo	3,9	7,3 mA
Mutua conduttanza	10,4	— mA/V
Resistenza interna	40	— kΩ
Potenza di uscita	0	4,3 W
Distorsione totale	—	10 %

Caratteristiche d'impiego (*due tubi in classe B*):

Tensione anodica		300 V
Tensione di schermo		300 V
Polarizzazione di griglia		—14,7 V
Carico		8 kΩ
Segnale d'ingresso	0	10 Veff
Corrente anodica	2 × 7,5	2 × 46 mA
Corrente di griglia	2 × 0,8	2 × 11 mA
Potenza di uscita	0	17 W
Distorsione totale	—	4 %

* * *

Caratteristiche d'impiego (*due tubi in classe AB*):

Tensione anodica		300 V
Tensione di schermo		300 V
Resistenza catodica		130 Ω
Carico		8 kΩ
Segnale d'ingresso	0	10 Veff
Corrente anodica	2 × 36	2 × 46 mA
Corrente di schermo	2 × 4	2 × 11 mA
Potenza d'uscita	0	17 W
Distorsione totale	—	4 %

Valori limite

Tensione anodica a riposo	550 V
Tensione anodica	300 V
Dissipazione anodica	12 W
Tensione di schermo a riposo	550 V
Tensione di schermo	300 V
Dissipazione di schermo	2 W
Corrente catodica	65 mA
Tensione catodo-filamento	100 V

* * *

Il primo aggiornamento semestrale per il 1953 del « Manuale Tubi Riceventi », edito a cura della FIVRE, comprende i foglietti dei dati di alcuni tubi a raggi catodici per televisori. Essi non risultano così classificati a parte, perchè si è pensato che al costruttore ed al riparatore facesse comodo avere a disposizione contemporaneamente tutti i dati dei tubi usati nel televisore, compresi quelli dei cinescopi.

* * *

E' stato studiato un triodo esodo miniatura, nelle due versioni 6TE9 e 12TE9, rispettivamente a 6,3 V e 12,6 V di accensione, adatto come convertitore per radio ricevitori. La veste miniatura rende questo tubo adatto in tutti quegli apparati riceventi dove si fa maggiormente sentire la necessità di un piccolo ingombro. I tubi 6TE9 e 12TE9, rispetto alle normali convertitrici pentagriglia, hanno più elevata transconduttanza di conversione e resistenza equivalente di rumore più bassa. Inoltre l'oscillatore separato a triodo consente una ottima stabilità di frequenza anche in onde corte.

* * *

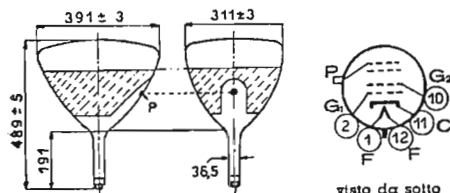
La FIVRE ha iniziato la costruzione di cinescopi per televisione con il tipo 17BP4A, rettangolare a 17 pollici, completamente in vetro, a deflessione e focalizzazione magnetica.

La piastra frontale di questo cinescopio è sferica; il colore bianco e la sua brillanza ne fanno un cinescopio di ottime prestazioni, permettendo una buona visione anche in locali mediamente illuminati.

* * *

La serie che la FIVRE consiglia per televisori, con indicazione del possibile impiego del tubo è la seguente:

per stadi di ingresso a RF: 6AB4 - 6CB6 - 6BK7A;
per stadi convertitori: 12AT7 - 6U8;
per stadi a FI: 6AU6 - 6CB6;
per stadi rivelatori: 6AL5 - 6AU6;
per stadi amplificatori a BF video: 12AT7 - 12AU7 - 6CL6 - 6U8;
per circuiti separatori di sincronismo: 12AU7 - 12AX7 - 6BX7GT;
per stadi oscillatori di linea e circuiti CAF: 12AU7 - 12AX7 - 6U8 - 12AT7 - 6AL5 - 6T8;
per stadio finale di deflessione orizzontale: 6AV5GT - 25AV5GT;
per stadio rettificatore alta tensione: 1B3GT;
per stadio smorzatore: 6W4GT - 25W4GT;
per circuiti suono, alimentazione e vari: 6U8 - 6AU6 - 6CB6 - 6T8 - 6AL5 - 6AT6 - 12AU7 - 12AX7 - 6AQ5 - 35QL6 - 5X4G - 5U4G - 6X5GT - 6X4.

(*Trigger*)

Dimensioni di ingombro e zoccolatura del cinescopio FIVRE 17BP4A.

Nel mondo della TV

★ *Dopo il favorevole esito del relais* internazionale di TV in occasione dell'Incoronazione, dello scorso giugno, si stanno ora prendendo accordi fra le varie nazioni interessate allo scambio di programmi TV, per la pratica realizzazione stabile di collegamenti (ponti radio o cavi coassiali) provvisti di convertitori di standard nei punti nevralgici.

★ *L'Amministrazione delle Poste francesi* sta facendo delle prove sull'altipiano della Grande-Etoile nei pressi di Marsiglia, per la prossima installazione di un trasmettitore TV che sarà collegato con Parigi pel tramite di un ponte radio il cui ultimo ripetitore verrà installato sul Mont Ventoux.

★ *Il Governo francese* ha annunciato il programma del 2° semestre 1953 per lo sviluppo della TV. Esso comprende: inizio dei lavori di costruzione dei trasmettitori di Strasburgo, Lione e Marsiglia; aumento di potenza del trasmettitore di Parigi, studio dell'installazione di trasmettitori TV a Amiens, Nancy e Guebwiller. Per tali opere è previsto un finanziamento di 25 miliardi di franchi. Verrà dato impulso alla vendita a credito dei televisori e si studieranno dei televisori di tipo popolare.

★ *La Television Society inglese* si propone di esercire col finanziamento del R.I.C. (Radio Industry Council) associazione fra i radiocostruttori, un trasmettitore TV installato a Londra, funzionante sullo standard 625 righe. Ciò al duplice scopo di facilitare la produzione di televisori per l'esportazione e di sperimentare praticamente, confrontandolo con l'attuale standard a 405 righe, lo standard C.C.I.R. a 625 righe.

★ *Da una recente statistica* effettuata in Inghilterra, i televisori venduti nel 1952 sono così ripartiti in misure di schermo: 17 pollici - 2 %; 16" - 3 %; 15" - 12 %; 14" - 20 %; 12" - 60 %; 10" - 1 %; 9" - 3 %.

★ *Sono stati sperimentati in Germania* dei televisori nei quali l'antenna è stata sostituita da una bobina di una spira provvista di un nucleo ad altissima permeabilità di « ferroxdure ». La bobinetta col suo nucleo è contenuta nell'interno del mobile e può essere orientata ruotandola mediante un comando esterno. E' così facile ricercare il miglior compromesso fra buona ricezione priva di riflessioni ed intensità del segnale.

★ *Il successo che ha arriso alla TV* distribuita su cavo in America si può attribuire al fatto che negli U.S.A. un servizio di TV a pagamento era sinora sconosciuto, ed il « pay-as-you-see » cioè « paga ciò che vedi » ha subito incontrato il favore degli utenti.

Se a ciò si aggiunge la miglior qualità e sicurezza delle ricezioni e l'assenza di qualsiasi preoccupazione pel buon governo del televisore, è facile spiegare il grande favore incontrato da questo genere di trasmissioni TV.

★ *Nuove lenti per camere televisive.* Una nuova lente con distanza focale di 2 metri per camere di televisione è stata di recente data in prestito alla BBC, la quale l'ha usata per le trasmissioni delle corse di Ascot.

Il suo ingrandimento è doppio di quello ottenuto con le lenti di 1 metro, tre delle quali sono state fornite dalla « Marconi » alla BBC agli inizi dell'anno, con l'assicurazione che sarebbe stato possibile « individuare una mosca sul naso di un uomo a mezzo miglio di distanza ». Durante una delle prove il traliccio di un'antenna situata a quasi 5 chilometri di distanza è apparso su uno schermo di controllo in tutti i suoi particolari, con la massima chiarezza.

Grosso modo, la nuova lente consiste di due superfici riflettenti; lo specchio principale è concavo, mentre quello secondario è convesso. Mediante una conveniente curvatura dello specchio convesso viene ottenuto un effetto di « telefotografia »; data la disposizione degli specchi, la lunghezza totale dell'intera attrezzatura è di soli 50 centimetri. Il peso complessivo è di circa 9 chili.

L'apertura attraverso cui la luce passa dalla lente entro la camera viene controllata meccanicamente. (*Tr*)

★ *Contro la commercializzazione della TV.* Il 18 giugno scorso è stato ufficialmente costituito a Londra un Consiglio Nazionale Televisivo, i cui obiettivi dichiarati sono: opporsi alla Televisione commercializzata ed incoraggiare, nell'interesse nazionale, un sano sviluppo della televisione pubblica. Presidente del Consiglio è Lord Waverley. Il Consiglio ha deciso di cercare l'appoggio degli enti religiosi, educativi, sindacali e altri che si dichiarano attualmente contrari alla televisione commerciale e di lanciare una campagna pubblicitaria. Esso sottolinea che il suo scopo non è certamente negativo. Mentre si oppone alla televisione commercializzata sotto qualsiasi forma, intende incoraggiare lo sviluppo della televisione come servizio pubblico, ivi compresa la messa in opera al più presto di un programma televisivo alternativo.

Il Consiglio ha già ricevuto 400 messaggi di adesione, fra cui molti da parte di ben note personalità. (*Tr*)

★ *Piani di sviluppo - Televisione per il 97 % della popolazione.* A pochi giorni di distanza dalla costituzione del Consiglio Nazionale Televisivo veniva annunciato a Londra da Sir Jan Jacob, Direttore Generale della BBC, un programma decennale per un vasto sviluppo del servizio. Il primo compito, dichiarava Sir Jan, sarà di completare le cinque stazioni televisive di media potenza per ora allo stato di progetto; una volta fatto ciò, con le cinque stazioni ad alta potenza già operanti, il 90 % della popolazione potrà usufruire della televisione.

Successivamente si provvederà a ricostituire la stazione londinese dotandola di maggior potenza e a installare altre 8 stazioni a bassa potenza nelle Isole del Canale, Isola di Man, Inghilterra Orientale, Inghilterra Sud-Orientale, Galles Occidentale, Cumberland, Inverness e Londonderry. Una volta ultimati tali lavori, il 97 % della popolazione di Gran Bretagna e Irlanda Settentrionale sarà coperto dalla televisione, percentuale questa di gran lunga maggiore a quella di qualsiasi altro Paese.

Il servizio verrà inoltre esteso a cinque ore al giorno e includerà un programma alternativo serale: durante il piano decennale si studierà l'introduzione del colore per una parte dei programmi. Si stima che alla fine dei 10 anni vi saranno in Inghilterra 7 milioni di apparecchi. Per completare il piano verranno spesi 3 milioni di sterline all'anno. (*Tr*)

(*il testo segue a pag.* 215)

I TRANSISTORI

Occorre attribuire alla grande fase di sviluppo della tecnica elettronica se l'apparizione dei transistori ha sollevato un vero entusiasmo negli ambienti tecnici interessati. Era appunto necessario che i prodigiosi tubi elettronici fossero giunti al grado di perfezione di oggi per meglio renderci conto dell'importanza e dell'avvenire dei transistori, i quali si presentano in alcuni impieghi superiori ai primi, in altri hanno consentito di risolvere problemi che erano ritenuti insormontabili mentre, in linea generale, possono essere considerati come un complemento ideale ai tubi elettronici consentendo di realizzare nuovi circuiti o perfezionare i vecchi.

Con queste prospettive era logico che il passaggio dalla fase sperimentale a quella pratica d'impiego non potesse avvenire che con la rapidità che è nota ed infatti oggi i transistori oltre che una realtà tecnica sono una realtà commerciale, già applicati in vari campi.

CENNI TEORICI

Un transistore è un nuovo dispositivo che può compiere tutte le funzioni di un tubo elettronico e, in più, può essere considerato più efficiente dei primi. Diversamente dai tubi elettronici, nei quali gli elettroni fluiscono attraverso il vuoto, un gas o un vapore, nei transistori gli elettroni fluiscono attraverso un solido o, come meglio specificato, un semiconduttore.

Un semiconduttore è un materiale che si caratterizza per una conduttività più bassa di quella di un metallo ma più alta di quella di un coibente. Le varietà di semiconduttori sono numerose e tra queste il germanio e, meno diffusamente, il silicio, sono impiegati nella tecnica dei transistori. Un semiconduttore assolutamente puro ha una piccolissima conducibilità tale da poterlo classificare un buon dielettrico, ma basta un minimo grado di impurità ($10^{-8} \div 10^{-11}$ %) per fare aumentare di molto la conducibilità. In base a questo principio la conduttività di un cristallo di germanio può essere cambiata scegliendo il grado d'impurità. L'aumento della conduttività è dovuta al fatto che l'impurità apporta un certo numero di elettroni liberi supplementari i quali possono facilmente spostarsi lungo la superficie del germanio; questa impurità è per esempio raggiunta mescolando tracce di fosforo al germanio puro e la conduttività ottenuta è di natura prettamente elettronica ed è chiamata di tipo-*N* (negativa) perchè dipende appunto dagli elettroni che, come noto, sono negativi. Contrariamente, altre categorie d'impurità, per esempio di boro, provocano una deficienza di elettroni tale da creare dei « vuoti » o « buchi » nella struttura cristallina del germanio. Questi buchi, avendo la possibilità di spostarsi lungo la superficie del cristallo di germanio danno luogo ad un passaggio di corrente la quale è ovvio che ha un senso opposto a quella del tipo-*N*, e, poichè la prevalenza atomica è di natura positiva, questo tipo di germanio viene detto di tipo-*P*, cioè positivo.

TRANSISTORI A PUNTE E A GIUNZIONE

In applicazione ai principi avanti illustrati si può comprendere come un primo dispositivo capace di sfruttare i fenomeni descritti può essere realizzato semplicemente nel seguente modo:

Se sulla superficie di un cristallo di germanio del tipo-*N* si stabiliscono tre contatti come indicato nella figura 1 e si considera il dispositivo in un circuito in cui il contatto « base » rappresenti il ritorno del circuito d'entrata rappresentato dall'« emettitore » e del circuito d'uscita costituito dal « collettore », applicando una tensione positiva all'emettitore gli elettroni passeranno dal cristallo all'emettitore e ciò lascierà dei buchi nella struttura cristallina del germanio. Se vogliamo considerare ora un potenziale negativo applicato al contatto collettore, questi buchi si spostano verso il collettore dando luogo ad una apprezzabile corrente su questo elettrodo. Nello stesso tempo; l'elettrodo emettitore inietta buchi nel germanio. I buchi vicini al collettore permettono agli elettroni di passare nel cristallo, alcuni di questi elettroni neutralizzano i buchi mentre altri fluiscono all'elettrodo base completando il circuito.

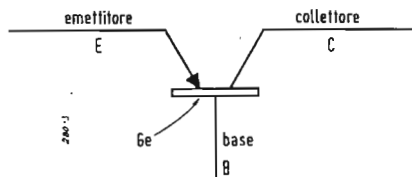



Fig. 1

Fig. 2

In queste condizioni si ha che ogni buco di corrente che lascia l'emettitore incrementa il collettore e, se questo rapporto di cambio è superiore a 1, definisce il fattore di amplificazione che per i transitori si simboleggia con la lettera greca alfa (α).

E' stato considerato l'impiego di un cri-

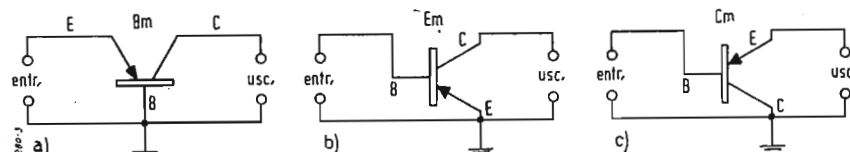



Fig. 3. - a) *Bm*: Base a massa. Questo sistema presenta le caratteristiche di una bassa impedenza d'entrata e di una alta impedenza d'uscita, e richiede l'uso di due batterie. — b) *Em*: Emettitore a massa. Questo sistema presenta le caratteristiche di una media impedenza d'entrata e d'uscita rispetto ai sistemi *Bm* e *Cm*. Richiede l'uso di una sola batteria il che lo rende indicato in apparecchi portatili. — c) *Cm*: Collettore a massa. Questo sistema presenta le caratteristiche di un'alta impedenza d'entrata e di una bassa impedenza d'uscita. Come al sistema *Bm* richiede l'uso di due batterie.

CONFRONTO TRA LE MASSIME PRESTAZIONI DEI TRANSISTORI E DEI TUBI TERMOELETTRONICI

	Transistore a punte	Transistore a giunzione	Tubo elettronico	
Guadagno	20-30	30-50	20-50	dB
Efficienza (classe A)	30	45-49	0,1-25	%
(classe C)	90	95	70	%
Durata	70.000	90.000	5.000	ore
Minima potenza di alimentazione	0,001	0,000001	0,1	watt
Frequenza	30-70	3-5	60.000	MHz
Rumore di fondo	45	15	10-30	dB
Potenza resa	0,1	1	1.000.000	watt

CARATTERISTICHE ELETTRICHE DEL TRANSISTORE A PUNTE S.A.F. TIPO VS200

Valori massimi:		
Tensione collettore	−30	V
Corrente collettore	−8	mA
Dissipazione collettore	120	mW
Corrente emettitore	+6	mA
Temperatura	+45	°C
Valori normali:		
Tensione collettore	−20	V
Corrente emettitore	+0.5	mA
Resistenze tipiche:		
Emettitore	500	ohm
Base	120	ohm
Collettore	12.000	ohm

CARATTERISTICHE ELETTRICHE DEI TRANSISTORI CK721 E CK722 RAYTHEON

Condizioni massime:	CK721	CK722	
Tensione collettore	—20	—20	V
Corrente collettore	—5	—5	mA
Dissipazione collettore a 30°C	30	30	mW
Corrente emettitore	5	5	mA
Temperatura ambiente	50	50	°C

Caratteristiche medie a 30°C	CK721	CK722	
Tensione collettore	—6	—6	V
Corrente emettitore	2	2	mA
Resistenza collettore	0,7	0,5	Meg.
Resistenza base	350	150	ohm
Resistenza emettitore	20	20	ohm
Fattore di amplificaz. di corrente	0,975	0,90	
Corrente d'interdizione (approx.)	10	10	μA
Fattore di rumore (1)	22		dB

Caratteristiche medie - Emettitore a massa - temp. 30°C	CK721	CK721	CK722	CK722	
Tensione collettore	-1,5	—6	—1,5	—6	V
Corrente emettitore	0,5	2	0,5	2	mA
Resistenza entrata	1000	650	1000	325	ohm
Resistenza di carico	20.000	20.000	20.000	20.000	ohm
Guadagno di potenza	36	38	30	34	dB

Caratteristiche medie - Collettore a massa - temp. 30°C	CK721	CK722	
Tensione collettore		—6	V
Corrente collettore		2	mA
Resistenza entrata (2)		0,3	Meg.
Resistenza di carico		20.000	ohm
Guadagno di potenza		12	dB

Caratteristiche medie - Base a massa - temp. 30°C	CK721	CK722	
Tensione collettore	—6	—6	V
Corrente emettitore	2	2	mA
Resistenza di carico	1250	100.000	ohm
Guadagno di potenza	29	29 (3)	dB

Caratteristiche medie d'uscita - Emettitore a massa - temp. 30°C	CK721	CK722	
Tensione collettore		—3	V
Corrente emettitore		2	mA
Resistenza di carico		1250	ohm
Distorsione		8	%
Potenza d'uscita (4)		2,8	mW

(1) Valore medio, può salire fino a 40 dB negli altri tipi.
(2) Alta impedenza d'entrata, senza apprezzabile perdita in guadagno, può essere ottenuta facendo lavorare il collettore con bassa corrente.
(3) R_g = 50 ohm.
(4) Con una potenza pilota di 6 microwatt da una sorgente di 1000 ohm.

stallo di germanio del tipo-*N*, ora, se si impiega un cristallo del tipo-*P* il risultato del fenomeno resta invariato con il solo accorgimento d'invertire la polarità delle tensioni applicate all'emettitore e al collettore.

La figura 2 mostra la struttura di un transistore a giunzione del tipo-*N-P-N*. Questo risulta composto di uno strato di germanio tipo-*P* tra due strati di germanio tipo-*N*, il funzionamento è in qualche modo diverso dal precedente e può così riassumersi: gli elettroni dello strato *N*, con funzione di emettitore, si diffondono attraverso lo strato *P* e vengono attratti dal collettore. Lo strato *P* ha un eccesso di buchi e a conseguenza del suo spessore che è molto sottile, la maggior parte degli elettroni circostanti la zona tra la base e quella dell'emettitore verrà ad arricchire la zona del collettore senza alcun effetto di neutralizzare i buchi; in altre parole, tutti gli elettroni lasciano l'emettitore per spostarsi sul collettore dando luogo ad una corrente che è facile immaginare superiore a quella del tipo a punte.

Nel transistore a giunzione tipo-*N-P-N* si ha una conduzione di elettroni, dovuta agli elettroni. Il transistore a giunzione può essere realizzato anche nella combinazione *P-N-P*, in questo caso la conduzione ha luogo per mezzo dei buchi; la polarità delle tensioni applicate va, di conseguenza, invertita anche in questo caso.

IMPIEGHI TIPICI DEI DUE TIPI

Transistore a punte. - Questo tipo di transistore ha un fattore di amplificazione più grande dell'unità e si presta in tal modo ad essere impiegato come oscillatore in alta frequenza, amplificatore di alta e media frequenza e negli stadi di mescolazione. Alle condizioni attuali della tecnica dei transistori, il campo di frequenze massime alla quali il transistore a punte può essere impiegato è di circa 100 MHz. Nei circuiti « trigger » i transistori a punte possiedono delle qualità inesistenti nei tubi elettronici.

Transistore a giunzione. - Il fattore di amplificazione di questo tipo è prossimo all'unità. Questa caratteristica consente al transistore a giunzione una elevata possibilità di guadagno in corrente. Risulta così ideale in tutte le applicazioni in cui è richiesta bassa potenza di eccitazione e di alimentazione. I suoi impieghi principali risultano nel campo della bassa frequenza sia come oscillatore che come amplificatore quando sono in gioco frequenze non superiori a 5 MHz. Con alcuni particolari circuiti controfase sono state raggiunte potenze di 1 watt in amplificatori elettroacustici, 850 mW sono raggiunti con due transistori in classe *B*.

ALCUNE CONSIDERAZIONI DI CARATTERE GENERALE

La tabella riportata indica un confronto tra transistori a punte, transistori a giunzione e tubi elettronici nelle condizioni massime raggiunte dall'attuale stato della tecnica, seguono alcuni dati elettrici di diversi tipi di transistori. *(Stagg)*

(*segue da pag.* 213)

★ *Dopo un lungo periodo* di silenzio si ritorna a parlare della TV a colori.

Ne ha dato lo spunto la trasmissione sperimentale a colori effettuata dalla Chromatic Television Laboratories in collaborazione con la PYE, in occasione della cerimonia della incoronazione della Regina d'Inghilterra.

Una piccola stazione trasmittente (150 W antenna) funzionante sulla frequenza di 575 MHz ha irradiato per alcuni giorni prima e dopo il 2 giugno il primo segnale video a colori dell'Inghilterra.

Tale emissione era ricevuta da sei televisori muniti di tubi catodici tricromici Lawrence da 22 pollici. Le camere da presa erano state allestitte dalla PYE e l'intera trasmissione della cerimonia dell'entrata del corteo reale a Westminster Abbey è riuscita ottimamente.

I nuovi tubi catodici tricromici Lawrence si sono dimostrati eccellenti.

★ *Anche negli U.S.A. si rispolvera la TV a colori*. Abbandonato ormai definitivamente il vecchio sistema sequenziale della C.B.S. è stato tacitamente adottato il nuovo sistema N.T.S.C. derivato dalla fusione dei vari sistemi ultimamente sviluppati dai principali laboratori elettronici americani.

Oltre alla emittente sperimentale a colori di Washington, la R.C.A. a New York fa delle emissioni quasi regolari mediante una stazione sperimentale installata nello R.C.A. Building.

Dato che il sistema N.T.S.C. è « compatibile » cioè le sue emissioni sono perfettamente ricevibili in bianco-nero dai normali televisori, non ci si preoccupa gran che delle eventuali reazioni del pubblico. Anzi le intenzioni delle Autorità governative americane, a questo proposito, pare siano di introdurre piano piano, alla chetichella, la TV a colori senza stamburamenti od altra propaganda.

★ *Un televisore a colori* secondo il sistema N.T.S.C. comprende 48 valvole e costa circa 600 mila lire con un tubo tricromico da 22 pollici. Di tali televisori non esiste ancora una vera e propria produzione regolare. Tutti i televisori esistenti attualmente negli U.S.A. sono di costruzione da laboratorio e sono in continuo perfezionamento, il quale ultimo non durerà meno di 4 o 5 anni di tempo prima di essere giunto ad uno stadio di pratico e corrente uso.

(*il testo segue a pag.* 216)

assistenza TV

Mi è stato detto che esistono dei televisori che posseggono una speciale « aggiunta » o « presa » per la televisione a colori. Di cosa trattasi?

A. Bono - Torino

Alcuni televisori di origine americana (di costruzione 1950-51) posseggono effettivamente la possibilità di aggiungervi il dispositivo (ormai superato e definitivamente abbandonato) di ricezione della TV a colori secondo il sistema C.B.S.

Pertanto agli effetti di un eventuale maggior pregio o valore qui in Italia non vi è nulla di positivo: anzi deve essere considerata inutile complicazione anzichè un vantaggio. Comunque non si preoccupi della TV a colori ancora per 3 o 4 anni.

* * *

E' pericoloso maneggiare un tubo catodico? Sento che si devono portare occhiali di protezione. Perchè? Sono proprio indispensabili?

R. Ventura - Milano

La rottura o l'implosione spontanea di un tubo catodico può accadere durante la sua fabbricazione: è molto difficile che si verifichi nei tubi in commercio, salvo che il tubo stesso riceva urti o percosse di corpi pesanti o metallici. Effettivamente con l'implosione del tubo si verifica una proiezione di schegge di vetro, per cui l'uso degli occhiali protettivi è consigliabile per chi maneggia frequentemente i tubi catodici TV.

Sovente però il collo del tubo si incrina dimezzandosi, ed il tubo rimane distrutto anche se non si verifica materialmente l'implosione.

* * *

Ho visto delle magnifiche fotografie di immagini dallo schermo di televisori. Come si possono eseguire tali fotografie?

A. Bruni - Milano

Fotografare le immagini TV non è difficile: occorre però rispettare le seguenti condizioni:

a) l'apparecchio fotografico deve possedere un otturatore centrale regolabile sul 25° di sec. Gli apparecchi muniti di otturatore a tendina (Leica o Contax) non sono adatti;

b) fotografando schermi di medie dimensioni (17") occorre in generale munire l'obbiettivo di una lente addizionale per primissimi piani, onde coprire con l'immagine tutto il fotogramma;

c) occorre usare un obbiettivo di almeno 3,5 d'apertura, con una rapidità d'otturatore di 1/25° di secondo;

d) occorre portare l'immagine del televisore alla sua massima luminosità compatibilmente con un buon contrasto e buoni mezzi toni. Non ha alcuna importanza un eventuale sfarfallio dei bianchi;

e) tenere l'apparecchio fotografico puntato esattamente al centro dello schermo TV, normalmente ad esso ed all'altezza del centro schermo.

* * *

Perchè il trasmettitore del Monte Penice non trasmette mai film cinematografici, anzi interrompe la trasmissione quando si sta proprio per iniziare il film?

A. Sante - Piacenza

La ragione è puramente burocratica e dipende dal fatto che la R.A.I. non ha ancora stipulato un contratto nazionale per la trasmissione di film cinematografici, mentre esiste in atto un accordo per trasmettere film dalle due emittenti di Milano e Torino.

Questa situazione verrà a cadere nel prossimo settembre alla ripresa delle trasmissioni TV da parte della R.A.I.

(segue da pag. 208)

★ *Nuovo tubo diagnostico a raggi X.* Una ditta britannica ha inviato all'Esposizione Tecnica di Copenaghen, che coincise col VII Congresso Internazionale di Radiologia (19-24 luglio), un nuovo tubo diagnostico a raggi X — il Mullard MRA Rotating Anode X - Ray Tube — che oltre ad essere il più grande ed il più potente fra quanti ne sono stati fino ad ora costruiti, consente di registrare mediante pellicole tutti i generi di processi dell'organismo umano che si svolgono con movimento rapido, senza che ciò comporti alcun disagio o pericolo per il paziente.

La qualità più notevole del nuovo tubo consiste nel fatto che può emettere una serie di radiazioni intense di raggi X in rapida successione, senza superare la temperatura massima. Le dimensioni del tubo sono state scelte infatti in modo da facilitare la rapida dispersione del calore durante l'uso. Altra caratteristica importante è che il nuovo tubo presenta una capacità di carico assai alta unitamente ad un fuoco di dimensioni minime. Effettivamente il tubo è costruito e bilanciato in modo talmente perfetto che è possibile per la fonte dei raggi X avere dimensioni focali non superanti i 0,3 mm². Ciò consente la produzione di radiografie di qualità e definizione insolitamente alte. *(Tr)*

(segue da pag. 198)

★ *Haiti*: La scheda dei programmi della stazione 4VEH è:

12,30-15 (domenica 14,30): 12,30-13 I. S. F. C.; 13-14 (domenica 13,30 S.); 14.00-15 domenica 13,30-14,30 I.).

22,30-03,30: 22,30-22,45 I.S.F.C.; 22,45-23,30 F.C.; 23,30-24 I.S.F.C.; 24-01 S.; 01-03,30 I.

(I. = Inglese; S. = Spagnolo; F. = = Francese; C. = Creolo).

La frequenza 9667 kHz. Detta frequenza varia fino a trovare un canale « pulito ». E' stata misurata 9655, 9686, 9710 kHz; ed altre frequenze possono essere adoperate fino alla ricerca di quella soddisfacente. Rapporti di ricezione sono richiesti con cartolina OSL, se si desidera risposta includere I.R.C.

(segue da pag. 215)

★ *La televisione circolare distribuita su cavo*, in piccole città non servite dalle emissioni radio TV ovvero in grandi città al servizio di abbonati particolarmente esigenti, si sta sviluppando sempre più in America ed in Inghilterra.

La distribuzione della TV su cavo presenta il vantaggio di fornire agli abbonati delle ricezioni assolutamente sicure, nitide e prive di disturbi parassitari di qualsiasi genere. Potrebbe quasi chiamarsi una TV di lusso inquantochè oltre a fornire ottime ricezioni, sottrae l'abbonato ad ogni preoccupazione di funzionamento o manutenzione del televisore, essendo quest'ultimo di tipo speciale, di proprietà della Società esercente il servizio la quale ne cura quindi la manutenzione permanente.

★ *Sempre in tema di TV su cavo*, il Governo Federale americano ha recentemente concesso licenze a Ditte produttrici di cavi coassiali per l'esercizio di servizi di TV su cavo in diverse città degli U.S.A. I programmi sono presi dalla rete TV di intercollegamenti TV esistente in America.

Gli intercollegamenti TV negli U.S.A. sono praticamente raddoppiati in estensione durante la prima metà dell'anno 1953.

★ *Anche in Francia si parla di TV a colori.* Una trasmittente TV a colori inizierà fra breve delle emissioni sperimentali a Strasburgo. Essa è destinata a sperimentare vari sistemi, compresi quello sequenziale ad alta definizione della Radio Industrie, quello inglese della N.B.C. e quello americano N.T.S.C. allo scopo di saggiare le rispettive efficienze.

TELECOMANDO PER MODELLI

(segue da pag. 194)

è possibile effettuare la regolazione della sintonia del ricevitore.

E' consigliabile effettuare tale sintonia disponendo l'imbarcazione in acqua e regolando la sintonia con trasmettitore in funzione fino a che con un voltmetro ad alta resistenza interna (10.000 ohm/V scala 5 V fondo scala) non si misuri ai capi del relè una tensione di 3,5÷4 volt e 1÷1,2 volt a trasmettitore spento.

Le due boccole disposte sul pannellino di alluminio cui si accennato più sopra hanno il compito di permettere tale ritocco di sintonia. Questa regolazione non è per nulla critica.

I RISULTATI

Le prove sono state effettuate presso l'idroscalo di Milano ed hanno dato ottimo esito.

La distanza massima non ha però superato i 500÷600 metri come già detto. E' stato possibile dirigere via via l'imbarcazione in modo che potesse prendere il vento migliore tutte le volte che ciò era necessario.

E' comunque nostra opinione che un telecomando abbia il suo completo impiego a bordo di un motoscafo. In tal caso si rendono necessari oltre ai comandi del timone anche quelli di arresto e di via ed eventualmente di retromarcia.

Sulle possibilità di tale realizzazione ritorneremo in seguito.

Per qualsiasi schiarimento siamo a disposizione del lettore tramite la Direzione della Rivista. *

Rimlock SERIE U

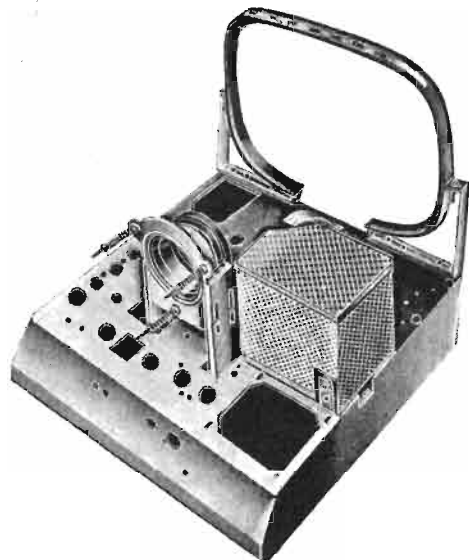
Tubo	Filamento	Funzione	Condizioni di lavoro	Correnti	Caratteristiche
UCH 42 Triodo-esodo	V_f = 14 V I_f = 0.1 A	Convertitore di frequenza (parte esodo)	V_a = 170 V R_1[1]) = 18 kΩ R_2[2]) = 27 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{g1} = −1.85 V	I_a = 2.1 I_{g2+g4} = 2.6 I_{g3+gT} = 0.20	S_c = 670 μA/V R_i = 1.0 MΩ
			V_a = 100 V R_1[1]) = 18 kΩ R_2[2]) = 27 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{g1} = − 1.0 V	I_a = 1.2 I_{g2+g4} = 1.5 I_{g3+gT} = 0.10	S_c = 530 μA/V R_i = 1.2 MΩ
		Oscillatore (parte triodo)	V_b = 170 V R_a = 10 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{osc} = 8 V_{eff}	I_a = 5.7 I_{g3+gT} = 0.20	S_{eff} = 0.65mA/V
			V_b = 100 V R_a = 10 kΩ R_{g3+gT} = 47 kΩ V_{osc} = 4 V_{eff}	I_a = 3.1 I_{g3+gT} = 0.10	S_o = 2.8mA/V S_{eff} = 0.6mA/V μ = 22
UBC 41 Doppio diodo-triodo	V_f = 14 V I_f = 0.1 A	Caratteristiche tipiche	V_a = 170 V V_g = −1.6 V	I_a = 1.5	S = 1.65 mA/V R_i = 42 kΩ μ = 70
			V_a = 100 V V_g = − 1.0 V	I_a = 0.8	S = 1.4 mA/V R_i = 50 kΩ μ = 70
		Amplificatore B.F.	V_b = 170 V R_a = 0.1 MΩ R_k = 3.9 kΩ	I_a = 0.45	g = 37
			V_b = 100 V R_a = 0.1 MΩ R_k = 3.9 kΩ	I_a = 0.28	g = 34
UF 41 Pentodo a pendenza variabile	V_f = 12.6 V I_f = 0.1 A	Amplificatore A.F. o M.F.	V_a = 170 V R_{g2} = 40 kΩ V_{g1} = − 2.5 V	I_a = 6 I_{g2} = 1.75	S = 2.2 mA/V R_i = 1.0 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
			V_a = 100 V R_{g2} = 40 kΩ V_{g1} = − 1.4 V	I_a = 3.3 I_{g2} = 1.0	S = 1.9 mA/V R_i = 0.8 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
UAF 42 Diodo Pentodo a pendenza variabile	V_f = 12.6 V I_f = 0.1 A	Amplificatore A.F. o M.F.	V_a = 170 V R_{g2} = 56 kΩ V_{g1} = − 2.0 V	I_a = 5 I_{g2} = 1.5	S = 2.0 mA/V R_i = 0.9 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
			V_a = 100 V R_{g2} = 56 kΩ V_{g1} = − 1.2 V	I_a = 2.8 I_{g2} = 0.9	S = 1.7 mA/V R_i = 0.85 MΩ C_{ag1} < 0.002 pF
		Amplificatore B.F.	V_b = 170 V R_a = 0.22 MΩ R_{g2} = 0.82 MΩ R_k = 2.7 kΩ	I_a = 0.5 I_{g2} = 0.17	g = 80
			V_b = 100 V R_a = 0.22 MΩ R_{g2} = 0.82 MΩ R_k = 2.7 kΩ	I_a = 0.29 I_{g2} = 0.09	g = 75
UL 41 Pentodo finale	V_f = 45 V I_f = 0.1 A	Amplificatore d'uscita classe A	V_a = 165 V V_{g2} = 165 V V_{g1} = − 9.0 V R_k = 140 Ω	I_a = 54.5 I_{g2} = 9	S = 9.5 mA/V R_i = 20 kΩ R_a = 3 kΩ W_a = 9 W W_o = 4.5 W
			V_a = 100 V V_{g2} = 100 V V_{g1} = − 5.3 V R_k = 140 Ω	I_a = 32.5 I_{g2} = 5.5	S = 8.5 mA/V R_i = 18 kΩ R_a = 3 kΩ W_o = 1.35 W
UY 41 Raddrizzatore ad una semionda	V_f = 31 V I_f = 0.1 A	Raddrizzatore	V_i = 220 V_{eff} = 127 V_{eff}	I_o = max. 100 = max. 100	R_t = min. 160 Ω R_t = min. 0 Ω C_{filt} = max. 50 μF

La serie che ha raggiunto la massima diffusione sul mercato italiano

G. L. Pozzi

Costruzioni Meccaniche, Radio e Televisione

Desio **Via Visconti 5**

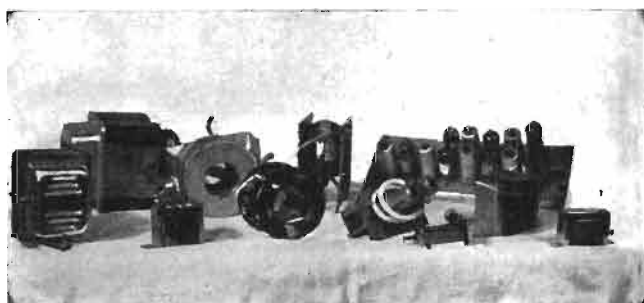
Si vende esclusivamente a fabbriche e grossisti

Si eseguiscono lavori su campioni o disegni

Catalogo illustrato a richiesta

La SERMAC

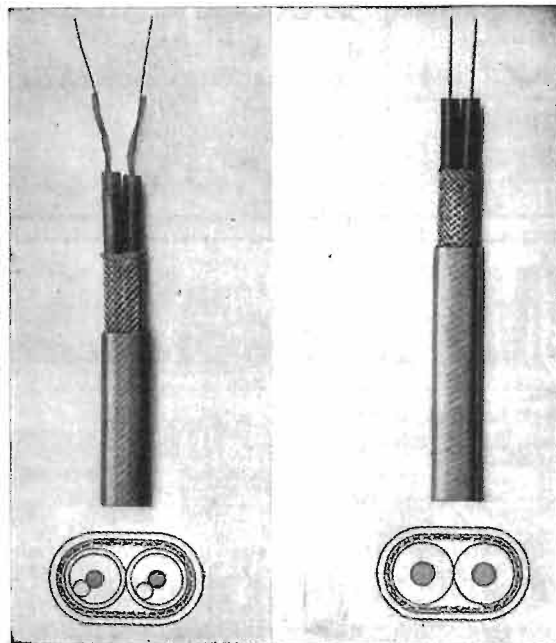
Società per lo sviluppo della televisione Esclusivista dei prodotti della VIDEON di Parigi presenta:

Parti staccate per televisione

Gruppi d'alta frequenza - medie frequenze video e audio - gruppi per deflessione
Trasformatori per blocking - uscita quadro e riga
Altri accessori vari per istallazione
Scatole di montaggio complete di ogni accessorio con valvole o senza per tubi da 14" e 17"

Parti staccate per Televisore Tipo TV 5

SERMAC VIA INGEGNOLI, 17 TELEFONO 24.33.68 MILANO

Cavi PER A.F.

CAVI PER TELEVISIONE SCHERMATI

300 ohm **150 ohm**

Cavi per R.F.

per antenne riceventi
e trasmittenti
radar
raggi X
modulazione di frequenza
televisione
elettronica
apparecchi medicali

•

TIPI SPECIALI SIMMETRICI PER ANTENNE PER TELEVISORI

•

FILI SMALTATI E LITZEN SALDABILI

•

GIUNTI E TERMINALI PER CAVI A.F.

S. R. L. Carlo Erba

MILANO - Via Clericetti 40 - Telef. 29.28.67

Nota informativa alla cortese attenzione dei tecnici ed agli uffici acquisti delle aziende interessate

Oltre due decenni di studi e di esperienza messi a profitto delle industrie radioelettriche, telefoniche e simili, dove la saldatura dei conduttori è insieme un problema di carattere tecnico ed economico, hanno assicurato alla casa ENERGO una sempre più larga affermazione, anche nei paesi esteri dove più sentita è la concorrenza.

Il progredire dei consensi, che premia il lavoro e gli studi condotti fino ad oggi, implica da parte nostra un maggior onere di impegni tesi al raggiungimento di una più alta perfezione ed al contemporaneo miglioramento dei costi: i due punti programmatici sui quali vertono tutti i nostri sforzi.

E' per ciò che si è reso necessario il trasferimento degli impianti e delle attrezzature nella nuova e più ampia sede di Via Carnia, 30 (*) dove la fabbricazione dei fili di stagno con anima decappante e deossidante, trova la sua sede adatta. Il processo produttivo, che si era via via rinnovato ed arricchito di nuovi e perfezionati mezzi, fino all'uso di macchine il cui lavoro è costantemente tenuto sotto innumerevoli controlli elettronici, intesi ad assicurare l'immutabilità dei requisiti, acquista nella nuova sede espressamente progettata, una razionale ed organica funzionalità a carattere modernissimo (**).

I nuovi sistemi di produzione e la maggiore efficienza delle installazioni a ciclo continuo consentono, oltre all'acceleramento delle forniture di qualsiasi entità, una riduzione dei costi di cui gradatamente beneficeranno tutti i clienti e di cui, in adempimento al programma, daremo tempestivamente comunicazione.

Lieti di aver compiuto notevoli passi nel duplice e non agevole assunto di migliorare al tempo stesso qualità e prezzi, contiamo sulla amichevole adesione di quanti seguono con interesse la nostra fatica e formulando lusinghieri auguri, porgiamo i nostri deferenti saluti.

(*) Si accede alla Via Carnia, tanto da Piazza Sire Raoul, capolinea del tram 17, come con l'autobus D, che ferma in Via Carnia, all'angolo con Via Palmanova, mentre per le comunicazioni telefoniche resta invariato il N. 287.166.

(**) Una breve monografia, ricca di dati e nozioni tecniche, sul filo autosaldante a flusso rapido ENERGO SUPER è in corso di stampa; gli interessati possono richiederlo in sede. Opuscolo e spedizione sono gratuiti.

Minime dimensioni
Massima efficienza
TV
SELENIUM
Diodi
al germanio
via mezzofanti 14
milano_t.

di G. GAMBA

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA

DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

- supporti per valvole miniature
- supporti per valvole "rimlock"
- supporti per valvole "octal"
- supporti per valvole "noval"
- Supporti per valvole per applicazioni speciali
- supporti per tubi televisivi "duodecal"
- schermi per valvole
- cambio tensione e accessori

Sede: MILANO - VIA G. DEZZA, 47 - TELEF. 44.330 - 48.77.27
Stabilimenti: MILANO - VIA G. DEZZA, 47 - **BREMBILLA** (Bergamo)

Via Palestrina, 40 - MILANO - Tel. 270.888

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

s. r. l.

MILANO

Conduttori
Elettrici
Speciali
Affini

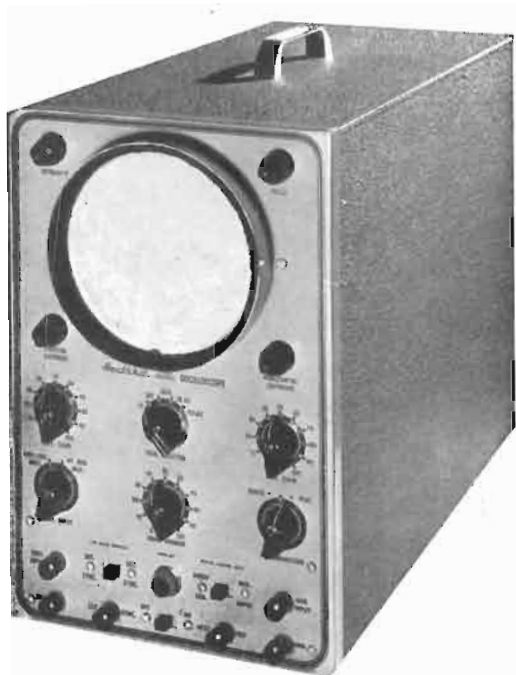
STABILIMENTO E UFFICIO VENDITE:

VIA CONTE VERDE, 5 - TELEF. 60.63.80

CORDINE	in rame smaltato per A. F.
FILI	rame smaltato ricoperti 1 e 2 seta
FILI e **CORDINE**	in rame rosso isolate in seta
CORDINE	in rayon per discese d'aereo
CORDINE	per elettrauto
CORDINE	flessibilissime per equipaggi mobili per altoparlanti
CORDINE	litz per telefonia

CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - CORSO SEMPIONE, 6 - MILANO

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO - Tip. TIPEZ V.le Cermenate 56

DUCATI
EC 46 CONDENSATORI A MICA PER RADIOTRASMETTITORI
La lunga esperienza, le ricerche scientifiche sui dielettrici e sui loro trattamenti, l'accuratezza costruttiva e le moderne concezioni di progetto, hanno portato ad ottenere
la più alta efficienza e sicurezza
le maggiori possibilità di carico
le minime dimensioni
DUCATI
DUCATI - BOLOGNA
UFFICIO PROPAGANDA DUCATI - PROF. MARANI

NUOVO OSCILLOSCOPIO - Mod. O-8

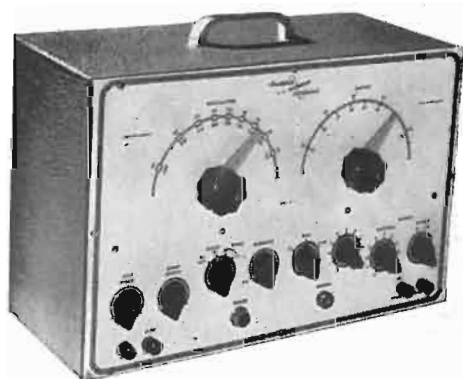
- Nuovo dispositivo per consentire la perfetta messa a fuoco del punto luminoso.
- Dieci valvole complessivamente, di cui 5 tipo miniatura e tubo RC.
- Amplificatori verticali in cascata seguiti da invertitore di fase e amplificatori di deflessione verticale in controfase.
- Tempo di ritorno del raggio grandemente ridotto.
- Entrata verticale a « cathode follower » con attenuatore a scatti e compensazione di frequenza.
- Controllo amplificazione verticale a bassa impedenza per ridurre al minimo la distorsione.
- Nuovo sistema di montaggio dell'invertitore di fase e valvole amplificatrici di deflessione verticale in prossimità del tubo a RC.
- Montaggio interno grandemente semplificato.
- Risposta di frequenza grandemente aumentata: utilizzabile fino a 5 MHz.
- Elevatissima sensibilità: 0,015 V/10 mm verticale; 0,25 V/10 mm orizzontale.
- Controllo coassiale asse tempi orizzontale, regolazione fine a verniero.
- Sincronizzazione interna per picco positivo o negativo.

GENERATORE SEGNALI PER L'ALLINEAMENTO DEI RICEVITORI TV Mod.TS-2

E' questo un eccellente generatore per l'allineamento dei ricevitori televisivi che consente di svolgere il delicato lavoro di messa a punto in modo rapido e professionale. Il tipo TS-2 usato con un oscilloscopio consente la perfetta messa a punto di un televisore.

Lo strumento fornisce un segnale modulato in frequenza entro le due gamme 10-90 MHz e 150-230 MHz e conseguentemente sono coperti tutti i canali televisivi nonchè le frequenze M.F.. Un « marker » di frequenza del tipo ad assorbimento copre le frequenze da 20 a 75 MHz in due gamme e perciò è possibile controllare rapidamente il valore della M.F. indipendentemente dalla taratura dell'oscillatore.

L'ampiezza di spostamento di frequenza è controllabile dal pannello frontale e consente una deviazione di 0-12 MHz più che sufficiente al fabbisogno.

Altre ottime caratteristiche dell'apparecchio sono: segnale modulato prelevabile dal pannello frontale (e controllabile mediante un comando di fase), un attenuatore di uscita a scatti e uno continuo per regolare l'uscita al valore desiderato, verniero per la regolazione fine dei condensatori dell'oscillatore e del marker.

Rappresentante esclusivo per l'Italia:

LARIR s.r.l. - MILANO - PIAZZA 5 GIORNATE 1 - TELEFONI 79.57.62 - 79.57.63